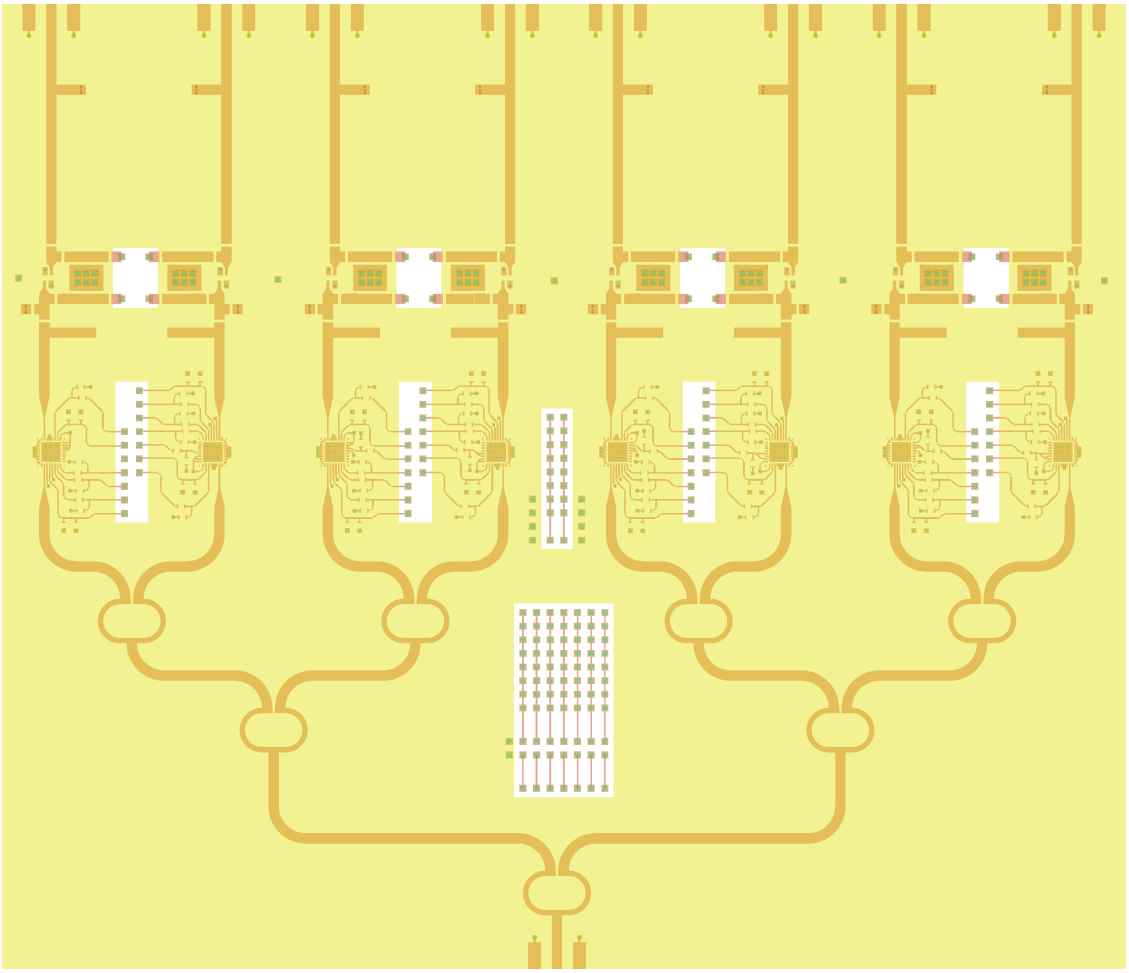
CHALMERS



Demonstration av framtidens mobilsystem

- design av ett fasstyrt multiantennsystem

Kandidatarbete vid Mikroteknologi och Nanovetenskap

Marcus Andersson, Linn Lyster, Daniel Månsson,
Ludvig Storm, Josef Ydreborg & Herman Mikkelsen Ylander

Instutitionen för Mikroteknologi och Nanovetenskap
Chalmers Tekniska Högskola
Göteborg, Sverige 2017

Kandidatuppsats

Demonstration av framtidens mobilsystem

-design av ett fasstyrt multiantennsystem

MARCUS ANDERSSON
LINN LYSTER
DANIEL MÅNSSON
LUDVIG STORM
JOSEF YDREBORG
HERMAN MIKKELSEN YLANDER



CHALMERS

Instutitionen för Mikroteknologi och Nanovetenskap
Chalmers Tekniska Högskola
Göteborg, Sverige 2017

Demonstration av framtidens mobilsystem
- design av ett fasstyrt antennsystem
MARCUS ANDERSSON
LINN LYSTER
DANIEL MÅNSSON
LUDVIG STORM
JOSEF YDREBORG
HERMAN MIKKELSEN YLANDER

© MARCUS ANDERSSON, LINN LYSTER, DANIEL MÅNSSON,
LUDVIG STORM, JOSEF YDREBORG, HERMAN MIKKELSEN YLANDER, 2017

Handledare: Christian Fager, Mikroteknologi & Nanovetenskap, Thomas Eriksson, Signaler & System, Dhecha Nopchinda, Mikroteknologi & Nanovetenskap, Sebastian Gustafsson, Mikroteknologi & Nanovetenskap
Examinator: Vessen Vassilev, Mikroteknologi & Nanovetenskap

Kandidatuppsats
Instutitionen för Mikroteknologi & Nanovetenskap
Chalmers Tekniska Högskola
SE-412 96 Göteborg
Telefon +46 31 772 1000

Framsida: Bild av den i projektet designade PCB:n.

Typsättning i LaTeX
Göteborg, Sverige 2017

Sammandrag

Syftet med projektet var att designa och testa prestandan av ett fasstyrt multiantennsystem. Till skillnad från implementationer i befintliga mobilnät, som strålar över ett konstant fixerat område, ska multiantennsystemet kunna elektroniskt styra en signal dit användaren befinner sig. Projektet var uppdelat i två delar, en hårdvarudel och en mjukvarudel.

Hårdvarudelen bestod huvudsakligen av att från grunden konstruera förstärkare, antenner och effektdelare som användes huvudsakligen i sändaren. I hårdvarudelen designades även ledningsmönstret för fasskiftare samt programmering av mjukvara för styrning av fasen. För mottagaren användes befintlig hårdvara, bortsett från antennen.

Huvudsyftet för mjukvarudelen var att med hjälp av signalbehandlingsalgoritmer sända och demodulera information mellan sändaren och mottagaren. Signalbehandlingen implementerades i programvaran LabVIEW och moduleringen av signalen skickades sedan till en så kallad Universal Software Radio Peripheral (USRP), som är en hårdvarukomponent som fungerar som en mjukvarustyrd sändare och mottagare. Till skillnad från hårdvaran, fokuserade mjukvaran mest på mottagaren då detta är den del av signalkedjan som krävde mer avancerade signalbehandling.

Systemets prestanda testades genom att transmittera 10^5 bitar på 80 meters avstånd med fri sikt, med antennstrålen riktad rakt fram. Intressanta parametrar som undersöktes var signal-brus-förhållandet(SNR), bitfelsförhållande (BER) samt så kallad Error Vector Magnitude (EVM) för olika förstärkningar i mottagaren och bithastigheter. Då bithastigheten var 2,5 Mbit/s beräknades ett SNR= $12,3$ dB. Bitfelsförhållandet gavs av BER $\leq 10^{-4}$ med en mottagarförstärkning på 15 dB. EVM beräknades till 9,43 %. Prestanda för systemets fasvriding testades genom att mäta signaleffekten i en diskret uppsättning vinklar, vilket gav goda resultat.

Nyckelord: **5G, ADS, Digital fasskiftare, Fasstyrt multiantennsystem, LabVIEW, Mikrostrip antenn, QPSK, Småsignalförstärkare.**

Abstract

The purpose of the project is to design and test a phased-array antenna system. In contrast to existing implementations in mobile networks, which radiate over a fixed area, a phased-array antenna system would be able to electronically steer the signal to aim toward the position of the receiver. The project was divided into two areas; hardware and software.

The hardware area entailed designing amplifiers, antennas, and power dividers and additionally to design conduction patterns for phase shifters and program software for controlling the phase of the antenna array beam. These components were primarily used in the transmitter except one antenna for the receiver.

The software area entailed implementing signal processing algorithms to send and demodulate information between the transmitter and the receiver. The signal processing was implemented through the software LabVIEW after which the modulated signal was sent to a Universal Software Radio Peripheral (USRP), a software controlled transmitter/receiver. The main focus of the software was the signal processing in the receiver while the hardware focused mainly on the transmitter design.

The system was tested by transmitting 10^5 bits at an 80 metre distance with an unobstructed view with the antenna beam aimed forwards. The most relevant measurements were signal to noise ratio (SNR), bit error rate (BER), and error vector magnitude (EVM), which were measured with different amplifications and bitrates. Measurments with a bitrate of 2.5 Mbit/s resulted in SNR=12.3 dB. Furthermore, $BER \leq 10^{-4}$ with a receiver amplification of 15 dB. The EVM was calculated to be 9.43 % and the performance of the systems phase shift was tested by measuring the signal power for a discrete number of angles, which produced good results.

Keywords: **5G, ADS, Digital phase shifters, LabVIEW, Microstrip antennas, Phased arrays, QPSK, Small signal amplifiers.**

Förord

Projektet är ett kandidatarbete genomfört under våren 2017 vid Instutitionen för Mikrovågsteknik och Nanovetenskap, Chalmers Tekniska Högskola. Projektet omfattar 15 högskolepoäng och medverkande i projektet är sex studenter från civilingenjörsprogram i Elektroteknik och Teknisk fysik.

Tack till personer på Instutionen för Mikrovågsteknik och Nanovetenskap för stöd under projektets gång och för att det alltid varit någon som velat ta sig tid och hjälpa oss när problem uppstått. Tack även till Thomas Eriksson på Instutitionen för Signaler och System för föreläsningar inom signalbehandling. Särskilt tack till vår handledande professor Christian Fager för stort engagemang och stöd och för möjliggörande av vårt deltagande i projektet ELEMENT, samt även till våra handledande doktorander Sebastian Gustafsson och Dhecha Nopchinda för deras outtröttliga tålamod och att de alltid varit intresserade av att vägleda oss.

Projektgruppen önskar även tacka personalen på Avdelningen för Fackspråk och Kommunikation på Chalmers för de råd de gett under rapportutformningen.

Ordlista

Nedan förklaras begrepp och förkortningar som används i rapporten.

5G Femte generationens mobilsystem, vilket representerar nästa steg i mobilkommunikation. Inkluderar tekniker som fokuserar signaler där användare finns.
Antenngain Beskriver hur bra en antenn konverterar ingående effekt till radiovågor eller omvänt för en mottagarantenn. Det är en kombination av antennens direktivitet och dess elektriska effektivitet och uttrycks i decibel.
AWGN (*Additive White Gaussian Noise*), Stokastikt brus med energi i alla frekvenser.
BER Bitfelsratio (*bit-error ratio*) definieras av andel bitfel för mottagen signal jämfört med den sända signalen.
Don't care Innebär att bitar kan vara 0 eller 1 utan påverkan på systemet.
Effektdelare Kretskomponent som delar upp en signal i två eller fler signaler och designas för att minimera påverkan detta har på signalen.
EVM (*Error Vector Magnitude*), beskriver den mottagna signalens avvikelse från den idealt överförda signalen genom att jämföra avvikelsen i symboldomänen. Anges vanligast i procent eller i decibel.
Fasord Binär kod som ger fasskiftare information om önskad fasförskjutning.
Fasskiftare Komponent som påverkar en signal genom att fasförskjuta den.
FEC (*Forward Error Correction*), är en felsökningskod som lokaliserar felaktiga bitar och korrigerar dem. Kan med denna teknik förbättra BER avsevärt.
FIR-filter (*Finite Impulse Response-filter*), är en typ av filter för digital filtrering, där impulssvaret är begränsat inom ett visst intervall.
Fix ram (*fixed frame*), Beskriver ett helt paket av en dataström, inklusive header, data samt slumpmässiga databitar.
Flatkabel Elkabel med många inbördes isolerade ledare, användbar för att överföra stort antal relativt störningsokänsliga signaler genom luft.
FR-4 (*Flame Retardant*), Värmetåligt material som används till substrat i de flesta kommersiella kretskort.
Header Betecknar del i början av en dataström.
Impedansmatchning Anpassning av impedans mellan komponenter eller inom en komponent för att förhindra reflektioner/förluster i systemet.
Internet of Things Sakernas Internet, där vardagsföremål kan utbyta data genom att vara uppkopplade till Internet.
ISI Intersymbolinterferens distorderar signalen, då en symbol interfererar med andra symboler.
Koaxial-kabel Elektriskt skärmad kabel, lämplig för att överföra störningskänsliga signaler genom luft.
Ledningsmönster Syftar på den övergripliga uppsättning ledande kretsar på ett kretskort.
Mikrostrip Ett ledande material etsat på ett substrat med ett jordplan på motstående sida. Kan bestå av flera lager substrat med gemensamt jordplan i mellan för att kunna använda båda sidor av kretskortet.
Monte-Carlo-Simulering Typ av simulering där en eller flera parametrar tillåts variera inom en tolerans.
Patchantenn Antenn etsad på ett substrat med ett jordplan på motstående sida. Kan ta former som rektangulär, cirkulär eller triangulär.
PCB (*Printed Circuit Board*), Kretsar etsade på ett substrat med en jordplatta på motstående sida. I projektet menas alltid mikrostrip-PCB när endast förkortningen PCB nämns.
QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*), Kvadraturamplitudmodulering modulerar en signal genom att avbilda den med olika amplitud och fas, beroende av vilka bits signalen innehåller.
QPSK (*Quadrature Phase Shift Keying*), även benämnd som 4-QAM. En signal avbildar fyra konstellationspunkter med olika faser men samma amplitud.
RF (*Radio Frequency*), hänsvisar till frekvenser 3 kHz - 300 GHz.
RRC-filter (*Root-raised-cosine-filter*), Ett filter som används som pulsformnings- och matchad filter, med uppgift att minimera intersymbolinterferensen och begränsa bandbredden.
S-matris En matris som relaterar infallande och reflekterade vågor till en elektrisk krets.
SNR (*signal-to-noise-ratio*), Signalbrusförhållande definerar kvoten mellan signal- och bruseffekten.
SMA-kontakt (*SubMiniature version A*), Fäste för koaxial-kablar, gränssnitt mellan dessa och mikrostrip.
USRP (*Universal Software Radio Peripheral*), Hårdvara med programvarustyrd sändare och mottagare, innehåller oscillator för att lägga till en bärfrekvens.
Vippa Ett digitalt element som kan anta två lägen och används för att lagra bitar.
VNA (*Vector Network Analyzer*), Apparat med vilken bland annat S-parametrar och fasförskjutning kan mätas.
Wilkinson-splitter Klass av effektdelare som använder sig av motstånd för skapa isolation mellan utportarna.

Innehåll

Sammandrag **i**

Abstract **ii**

Förord **iii**

Ordlista **iv**

1 Inledning **1**
1.1 Bakgrund . . . 1
1.2 Syfte . . . 1
1.3 Avgränsningar . . . 1
1.4 Metod . . . 1
1.4.1 Sändarens utformning . . . 2
1.4.2 Mottagarens utformning . . . 2
1.4.3 Arbetsgång . . . 3

2 Hårdvarudesign och -karakterisering **3**
2.1 Metod för karakterisering av mikrovågskretsar . . . 3
2.2 Antenn . . . 4
2.2.1 Teori . . . 4
2.2.2 Design . . . 5
2.2.3 Diskussion . . . 6
2.3 Effektdelare . . . 6
2.3.1 Teori . . . 6
2.3.2 Design . . . 7
2.3.3 Diskussion . . . 7
2.4 Fasskiftare . . . 8
2.4.1 Teori . . . 8
2.4.2 Design . . . 8
2.4.3 Diskussion . . . 9
2.5 Förstärkare . . . 9
2.5.1 Teori . . . 9
2.5.2 Design . . . 10
2.5.3 Diskussion . . . 11

3 Signalbehandling **11**
3.1 Sändare . . . 12
3.2 Mottagare . . . 12
3.3 Mått på prestanda - BER och EVM . . . 14

4 Länkbudget **14**

5 Mätningar **16**
5.1 Mätningar av s-parametrar . . . 16
5.2 Transmission över 80 meters avstånd . . . 16
5.3 Systemets fasstyrning . . . 16

6 Resultat **17**
6.1 Mätningar av S-parametrar . . . 17
6.2 Transmission över 80 meters avstånd . . . 17
6.3 Systemets fasstyrning . . . 18

7 Diskussion **19**
7.1 Hårdvara . . . 19
7.2 Signalbehandling . . . 19

8 Slutsats **20**

Referenser **21**

A Kompletterande teori **23**
A.1 Smith-diagram 23
A.2 Antennberäkningar och diagram 23

B Layouts **24**
B.1 Första designomgångens layout 24
B.2 Andra designomgångens layout 24

C Styrsignaler för fasskiftare. **25**

D Monte-Carlo-simuleringar av ADS-modell för kretsen **26**

E Figurer för symbol- och ramningssynkronisation **27**

Figurer

1 Konceptuell illustration över hela systemet. . . . 2
2 En mikrostrip-PCB:s utformning . . . 3
3 Krets som visar hur impedansmatchning sker. . . . 4
4 Illustration av mått på en patchantenn. . . . 4
5 Överhörning och reflektion för antenner i första designomgången. . . . 6
6 Schematisk två-ports Wilkinson-splitter . . . 6
7 Design av två-ports Wilkinson-splitter . . . 7
8 Simulering och mätning av Wilkinson-splitterns s-parametrar. . . . 8
9 Design av fasskiftare. . . . 8
10 Design av förstärkare. . . . 10
11 Övergångskarakteristik och stabilitet för förstärkardesign. . . . 10
12 S-parametrar för första designomgången för förstärkaren. . . . 11
13 Blockdiagram över signalprocessering i sändaren. . . . 12
14 Utformning av en *fixed frame*. . . . 12
15 Blockdiagram över signalprocesseringen i mottagaren. . . . 13
16 Utseende på signalen efter nedkonvertering. . . . 13
17 Kurva för BER kontra normaliserad SNR. . . . 15
18 Schemafigur för alla bidrag till SNR i länkbudgeten . . . 15
19 Överhörning och reflektion för slutgiltiga antenndesign. . . . 17
20 S-parametrar för modell samt mätningar av varje port av den kombinerade kretsen. . . . 17
21 Konstellationsdiagram för sändare och mottagare vid 80 meters transmission. . . . 18
22 Frekvensspektrum för sändare och mottagare vid 80 meters transmission. . . . 18
23 Strålningsdiagram för systemet. . . . 19
24 Illustration över hur ett smith-diagram fungerar och används. . . . 23
25 Strålningsdiagram för första och andra designomgång av gruppantenner. . . . 23
26 Första design av fasskiftarkretsen. . . . 24
27 Layout för förstärkare i första designomgången. . . . 24
28 Layout för första gruppantenndesignen. . . . 24
29 Andra designomgångens gruppantenn med fyra antenner. . . . 24
30 Slutgiltlig design för den kombinerade PCB:n . . . 25
31 Slutgiltlig montering för den kombinerade PCB:n . . . 25
32 Signaler som skickas från USB-gränssnitt. . . . 25
34 Monte-Carlo-simuleringar med justerad längd på matchnät . . . 26
36 Monte-Carlo-simuleringar med justerad permitivitet . . . 26
37 Graf över summation av samplingspunkter samt graf över ramningssynkronisation. . . . 27

Tabeller

1 Komponenter i första och andra designrundan . . . 3
2 Värden på antennparametrar under designprocessen. . . . 6
3 Portfunktioner för fasskiftaren samt fasskiftning för olika fasbitar. . . . 9
4 Sammanfattning och resultat av bidrag till SNR vid mottagaren. . . . 16
5 Resultat för mätningar av BER, EVM och SNR vid 80 meters mätning rakt fram. . . . 18
6 Uppdelning av ansvarsområden. . . . 28
7 Huvudansvarig för avsnitt i rapporten. . . . 29

1 Inledning

1.1 Bakgrund

År 1996 släppte Nokia sin mobiltelefon, *Nokia 9000 Communicator*, en av de första mobiltelefoner som kunde kommunicera via Internet [1]. Två år senare hade ett av de första kommersiella mobilnäten lanserats, ett japanskt nätverk kallat i-Mode [2], vilket också anses vara starten för trådlös datakommunikation. Fram till idag har utvecklingen av trådlös kommunikation exploderat, och i takt med det ökar också kraven, inte minst på de kommersiella näten. Enligt Ciscos rapport överfördes år 2016 i snitt 7,2 exabyte per månad [3], där en exabyte är en miljon gigabyte, vilket motsvarar cirka en miljard högupplösta filmer. I samma rapport uppskattas mängden utsänd data till 2021 öka till 49 exabyte per månad. Några av de krav som ställs, beroende på applikation, är ökat antal användare, låg fördröjning, hög tillförlitlighet samt hög hastighet. Förutom ökad belastning på grund av antalet uppkopplade handhållna enheter såsom mobiltelefoner finns det en framtidsvision som många teknikföretag driver, det så kallade *Internet of Things (IoT)*, eller *Sakernas Internet*, vilket handlar om att alla typer av föremål ska kunna kommunicera med varandra. Särskilt stor är denna vision inom trafiksäkerhet, där fordonet själv kan hjälpa till med att undvika trafikolyckor genom att informera förararen om farliga situationer, eller till och med själv gripa in om föraren skulle vara ouppmärksam. Det krävs alltså kontinuerlig utbyggnad och utveckling av kommunikationsnäten för att tillfredställa de ständigt ökande kraven.

En pågående process är att definiera femte generations mobilnät (5G), där ett av de största forskningsområderna handlar om att utveckla en ny typ av basstationer, innehållande multiantennsystem. Ett sådant system skulle ge mindre energiförluster, högre överföringshastighet och samtidigt öka kapaciteten för antal uppkopplade enheter per basstation. Inom forskningen är det två tekniker för multiantennsystem som har fått extra mycket uppmärksamhet; massive *Multiple Input-Multiple Output* (MIMO) och fasstyrda gruppantenner. MIMO utnyttjar möjligheten att överföra flera parallella dataströmmar på samma frekvens då mottagare och sändare består av många antenner [4]. Fasstyrda gruppantenner bygger på att få flera sändarantenner att samverka för att skicka information skarpt riktat mot mottagaren [5]. Riktningen ändras inte genom att fysiskt justera antennerna, utan genom att ändra fasen för de signaler antennerna sänder ut. Som med de flesta teoretiska resonemang följer praktiska problem med dessa tekniker, vilka rör både hårdvara och mjukvara.

1.2 Syfte

Projektets syfte är att designa en fungerande radiolänk med en bärvågsfrekvens på 3 GHz, vilken består av en sändare och en mottagare med applicerad signalbehandling. Huvudfokus för hårdvaruutvecklingen i projektet ligger på sändaren, där ett fasstyrt multiantennsystem byggs för att fungera inomhus på 80 meters avstånd med fri sikt, och där prestandan jämförs med teoretiska beräkningar. Mätningarna genomförs genom att, med det färdigställda systemet, överföra en text till en mottagare, där signalbehandling främst sker i mottagaren. Dessutom mäts antennsystemets strålningsdiagram vid olika vinklar.

Vikt läggs vid att undersöka hur de icke-ideala effekterna av de ingående komponenterna påverkar resultatet med huvudsaklig hänsyn till *signalbrusförhållande* (SNR), *bitfelsratio* (BER), samt påverkan av att ändra signalens riktning. Systemets hårdvara samt kanalen, vilket är mediet (luft) där signalen propagerar, kommer att ge upphov till icke-ideala effekter som behöver motverkas med hjälp av signalbehandling.

1.3 Avgränsningar

MIMO-teknik inkluderas inte i projektet eftersom dess inklusion innebär att projektet överstiger dess tidsbudget. Detta med anledningen att flera komponenter och fler icke-ideala effekter skulle ha ingått. Därutöver behöver, i praktiken, en fasstyrd antenn även ha en justerbar elevationsvinkel (höjd) såväl som azimutvinkel (sidled), men detta är överflödigt eftersom principen kan bevisas med en dimension.

Överföringsavståndet för sluttestet ligger avsevärt under en praktiskt användbar basstation, men är vad som finns att tillgå, då det vore ytterst mödosamt att väderimpregnera och mobilisera utrustningen utomhus. Tidsbudgeten lämnar dessutom inte utrymme för att kompensera för meteorologiska effekter på signalen. Med begränsat avstånd behövs heller inte den precision ett stort antal antenner medför, därmed utgör åtta stycken ett fullgott antal.

1.4 Metod

Projektet ämnade designa en radiolänk med en sändare och mottagare. Sändaren bestod av ett fasstyrt multiantennsystem och mottagare var uppbyggd av ett system med endast en antenn. Projektet delades upp i två delområden - signalbehandling och hårdvaruutveckling. Uppgiften för signalbehandlingen i sändaren var att översätta information i form av en textsträng, till en signal som därefter kunde propagera genom en hårdvarukrets. I mottagaren krävdes att den mottagna signalen signalbehandlades, då denna bestod av många icke-ideala effekter, för att sedan kunna översättas tillbaka en textsträng. Dessutom skickades en längre bitström i form av pseudo-slumpmässiga bitström. Hårdvaruutvecklingen bestod av att designa kretsar för sändaren och mottagaren.

1.4.1 Sändarens utformning

Sändarens design kan ses i figur 1. För att förstå sändarens utformning krävs att det fasstyrda multiantennsystemets önskade funktion förtydligas. Som namnet indikerar, består ett multiantennsystem av flera antenner, som i vårt fall designats sådant att det i sändaren är möjligt att variera inbördes fas för signalen i respektive antenn. Genom att variera inbördes fas kan antennernas signal interferera konstruktivt med varandra i en viss riktning. Den totala antennstrålen, bestående av summan av antennernas signaler, kan på så sätt styras.

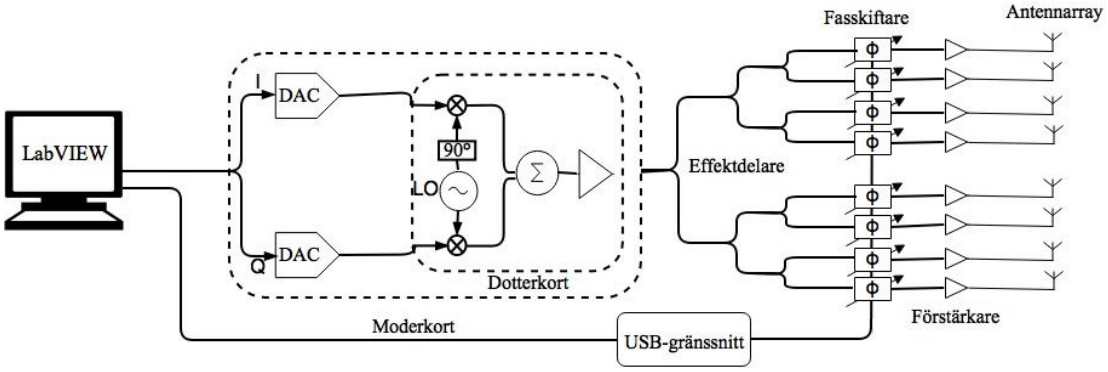
I sändaren användes åtta antenner, som kombinerades till en så kallad *gruppantenn*. En gruppantenn är en uppsättning av flera antenner som tillsammans fungerar som en enda antenn, som därmed skickar en antennstråle uppbyggd av signaler från flera antenner. Antalet antenner valdes till ett antal tillräckligt för att demonstrera fasstyrningen, utan att överdrivas på grund av budget. En beskrivning av nödvändig teori för gruppantennen samt hur den utformades finns att läsa i avsnitt 2.2. För att designa ett system som kunde rikta antennstrålen, krävdes ett antal hårdvarukomponenter. Dessutom behövdes signalen som antennstrålen bestod av moduleras genom signalbehandling.

I signalbehandlingen för sändaren modulerades en text till en signal, där signalbehandlingsalgoritmer skrevs i plattformen LabVIEW. En detaljerad beskrivning av hur signalen modulerades kan ses i 3.1. Den modulerade signalen skickades sedan till en så kallad *Universal Software Radio Peripheral* (USRP), som är en hårdvarukomponent som fungerar som en mjukvarustyrd sändare och mottagare. Denna komponent består av ett moder- och dotterkort, innehållande bland annat en oscillator som genererar en bärfrekvens på 3 GHz. Vid addering av bärfrekvensen konverteras signalen till radiofrekvens (RF), vilket är det frekvensområdet som används vid kommunikationsignaler. I USRP:n finns också förstärkare som kunde kompensera för förluster i systemet.

Utporten från USRP:n bestod av endast en signal. Denna behövde därför delas upp för att kunna anslutas till de åtta antennerna. Därför användes *effektdelare*. Effektdelartypen som användes var en så kallad *Wilkinson-splitter*, som från en inport delade signalen till två utportar. För att dela upp signalen från en till åtta signaler krävdes därför sju Wilkinson-splitters. Mer om teori och design för effektdelaren kan läsas i avsnitt 2.3.

För att implementera själva fasstyrningen användes *fasskiftare*, som är en krets som kan ändra en signals fas utan inverkan på amplituden. Då fasen önskades styras för samtliga antenner krävdes åtta fasskiftare. Fasskiftarna fanns tillgängliga att köpa som integrerade kretsar, men behövde ett USB-gränssnitt för att sända information till respektive fasskiftare om önskad fasändring. USB-gränssnittet styrdes via LabVIEW och anslöts till fasskiftaren via en flatkabel. Eftersom att fasskiftaren endast var en integrerad krets, krävdes dock ett ledningsmönster för att ansluta flatkabeln till fasskiftaren. En beskrivning av fasskiftarens funktion och utformning finns att läsa om i avsnitt 2.4.

Dessutom krävdes att signalen i sändaren förstärktes, då signalen som sändes ut från USRP:n utsattes för dämpning från effektdelarna och fasskiftarna. Vidare gäller även att när antennstrålen propagerar genom luften till mottagaren dämpas den ytterligare. Därför behövdes även *förstärkare* implementeras i sändaren. Förstärkningen skedde innan respektive antenn och således designades åtta identiska förstärkare. Mer om förstärkaren och dess utformning kan ses i avsnitt 2.5.



Figur 1: Sändarens design för ett fasstyrt multiantennsystem med 8 antenner. Signalprocessering skedde i datorn, därefter skickades signalen till en USRP. Signalen delades och fasskiftades för att sedan förstärkas och sändas genom antennerna. Fasskiftarna drevs via ett LabVIEW-styrt USB-gränssnitt.

1.4.2 Mottagarens utformning

Mottagaren bestod av ett system med endast en antenn samt en USRP. USRP:n var kopplad till en dator där LabVIEW användes för signalbehandling. Antennen var av samma typ och dimensioner som de antenner som användes i sändaren, en så kallad *patchantenn*. Från mottagarantennen hämtade USRP:n den inkommande signalen och subtraherade bärfrekvensen. Då denna komponent innehöll en förstärkare kunde även signalen förstärkas vid behov. Hämtningen skedde endast under en viss bestämt tid, för att sedan behandlas i LabVIEW. Således skedde hämtningen inte kontinuerligt. Detta valdes då signalbehandlingen var omfattande och alltför tidskrävande för en kontenuerlig uppdatering.

Mottagarens största del i projektet bestod av signalbehandlingen, då den mottagna signalen hade vid transmission genom sändarens krets samt i kanalen utsatts för diverse icke-ideala effekter som således behövdes kompenseras för genom en rad algoritmer. En beskrivning av denna signalbehandling finns att läsa om i avsnitt 3.2.

1.4.3 Arbetsgång

Komponenterna designades i programmet Keysights *Advanced Design System* (ADS) och beställdes från företaget PCB-pool som producerade dem. Hårdvarans utformning skedde genom två designomgångar, där de beställda komponenterna kan ses i tabell 1.

I den första omgången designades varje komponent på varsin enskild så kallad *Printed Circuit Board* (PCB), se beskrivning i avsnitt 2. Syftet med första designomgången var att ge möjlighet att karakterisera och optimera varje komponent för sig. Därmed kunde designen förbättras inför den andra designomgången.

Tabell 1: Lista över de komponenter som beställdes från PCB-pool i designrunda ett samt två.

Första designrundan	Andra designrundan
3 effektdelare	2 kombinerade kretsar
2 fasskiftare	2 4x1 gruppantenn
2 förstärkare	4 patchantenner
1 4x1 gruppantenn	
2 patchantenner	

I den andra omgången designades ett gemensamt PCB för de sju effektdelarna, samt de åtta fasskiftarna och förstärkarna. Det beställdes två av dessa kombinerade kretsar då en användes som en buffert. De åtta antennerna designades för två separata PCB och arrangerades i två 4x1 matriser. Därmed reducerades kostnaden och en 8x1 eller en 4x2 antennarray kunde formas. Utöver detta designades en ensam antenn med syftet att användas som mottagare. Det beställdes flera av denna mottagarantenn för att kunna mäta med fler instrument samtidigt samt även som buffert.

För att färdigställa den tillverkade kombinerade kretsen behövdes lumpade komponenter, såsom resistanser och kapacitanser, men även *SMA-kontakter* för att fästa koaxial-kablarna i, lödas på den beställda PCB:n. Till denna krets behövdes även externa apparater, såsom spänningsaggregat för matningsspänning i förstärkaren, kopplas till kretsen. Därefter karakteriserades den kombinerade kretsen, gruppantennen samt antennen till mottagaren. Hur denna karakterisering utfördes beskrivs i avsnitt 5.1.

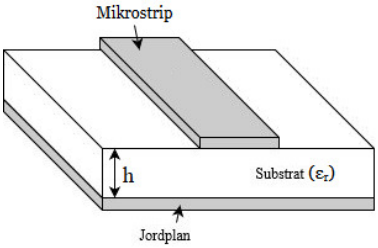
Kretsarna integrerades med USRP:n för att sedan testa det slutgiltliga systemets prestanda. Mätningar gjordes för transmission över 80 meter med fri sikt. Även fasstyrningens prestanda undersöktes. Dessa mätningar förklaras i avsnitt 5.2 och 5.3.

I rapporten presenteras först syftet och metoden. Därefter följer designen av hårdvaran, där varje komponents teori och design presenteras. Dessutom följer en diskussion för varje komponent, där första designomgången diskuteras och förändringar till andra designomgången motiveras. Efter hårdvaruavsnittet beskrivs signalbehandlingens teori och implementation, varpå länkbudgetberäkningar presenteras. En beskrivning av de mätningar som utfördes beskrivs sedan och resultatet presenteras och diskuteras. Slutligen presenteras en slutsats för projektet.

2 Hårdvarudesign och -karakterisering

I detta avsnitt presenteras en beskrivning av karakterisering av mikrovågskretsar, samt även teori och design för de ingående komponenterna. Även resultat från första designrundan redogörs, med specifikationer på vad som förändrades inför den efterföljande designrundan och den slutgiltliga designen av systemet.

Alla komponenter är utformade enligt en mikrostrip-PCB:s design. En PCB bygger förenklat på en ledande jordplatta täckt av ett isolerande dielektriskt material. Ovanpå dielektrikat etsas en krets som möjliggör olika funktioner så som förstärkning eller fördelning av signalen. Denna princip visas i figur 2. Samtliga komponenter inom hårdvarudesignen använder substratet FR-4, med relativ permittivitet $\varepsilon_r = 4,26$ och substrattjocklek $h = 1$ mm. I projektet användes endast mikrostrip-PCB och om förkortningen PCB nämns betyder detta således mikrostrip-PCB. Då PCB:n endast hade två lager tvångjordes användandet av kablage för att kunna mata fasskiftarna och förstärkarna.



Figur 2: Förenklad illustration över en mikrostrip-PCBs utformning. Projektet använde värdena $h = 1$ mm och $\varepsilon_r = 4,26$.

2.1 Metod för karakterisering av mikrovågskretsar

För att karakterisera mikrovågskretsar används ofta så kallade S-parametrar, vilka beskriver ett nätverks egenskaper för en viss frekvens. Idén är att stänga in det nätverk som önskar undersökas i en ”svart låda” och studera s-parametrarna, vilket gör även komplicerade nätverk enkla att undersöka. Varje S-parameter är ett komplext tal där en parameter s_{ij} beskriver förhållandet mellan port i och port j [6]. Parametrarna redovisas i en så kallad *spridningsmatris* (S-matris) som i ett nätverk med N antal portar har storleken NxN [7]. I ekvation (1) visas en S-matris för ett nätverk med tre portar. Huvuddiagonalen i matrisen, det vill säga de parametrar där $i = j$, kallas för reflektionskoefficienter, beskriver reflektionen av signalen i varje enskild port. Resten av s-parametrarna kallas för transmissionskoefficienter, vilka beskriver hur de olika portarna påverkar varandra.

$$S = \begin{pmatrix} s_{11} & s_{12} & s_{13} \\ s_{21} & s_{22} & s_{23} \\ s_{31} & s_{32} & s_{33} \end{pmatrix} \tag{1}$$

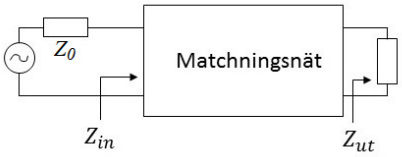
För att minska förlusterna i en krets, används *impedansmatchning*, vilket innebär att förhållandet mellan utgången på en komponent och ingången på nästföljande komponent skall vara sådant att den överförda effekten maximeras. Hur bra

impedansmatchingen är mot en inkopplad last mäts med hjälp av parametrarna i diagonalen på S-matrisen eftersom de parametrarna beskriver reflektionen vid en port. För enbart resistiva komponenter uppnås optimal impedansmatchning då impedansen på utgången av en komponent är identisk med ingången av nästföljande. För reaktiva komponenter gäller istället att utgångs- och ingångsimpedanserna skall förhålla sig enligt

$$Z_{ut} = Z_{in}^{*} \tag{2}$$

$$Z_{in} = Z_0. \tag{3}$$

En modell kan tas fram för in- eller utgångsimpedansen för mikrostripledaren, vilket är den del av kretsen som signalen propagerar i. Då impedansmatchningen ska designas behövs parametrar som mikrostripledarens bredd W, dess tjocklek T samt tjockleken h för dielektrikatet, evalueras. Teoretiska värden skiljer sig dock ofta från de praktiska, på grund av bland annat effekter från dämpning och dispersion. I modellen för mikrostripen korrigeras därför de teoretiska modeller för att bättre beskriva verkligheten [8].



Figur 3: Krets som visar hur impedansmatchning i reaktiva komponenter sker. Matchningsnätet ska vara sådant att kretsen uppfyller ekvation (2) och (3).

Stripimpedansen i ett homogent medium Z_0, beräknas enligt ekvation (4), där $\eta_0 = 376{,}73\ \Omega$ är vågimpedansen för vakuum och u är stripbredden normaliserad med substrattjocklek, vilket ger $u = W/h$.

$$Z_0 = \frac{\eta_0}{2\pi} \ln\left(\frac{f(u)}{u} + \sqrt{1 + \left(\frac{2}{u}\right)^2} \right) \tag{4}$$

Funktionen $f(u)$ modulerar bland annat dämpningen och ges av ekvation (5). En korrigering kan göras för att ge bättre noggrannhet vid smala stripar och substrat med låg dielektritetskonstant, och u kan därför uttryckas i termer av $u = u_0 + \Delta u$, där $u_0 = W/h$ och Δu enligt ekvation (6) [8].

$$f(u) = 6 + (2\pi - 6)\exp\left(-0{,}7528 \cdot \frac{30{,}666}{u} \right) \tag{5}$$

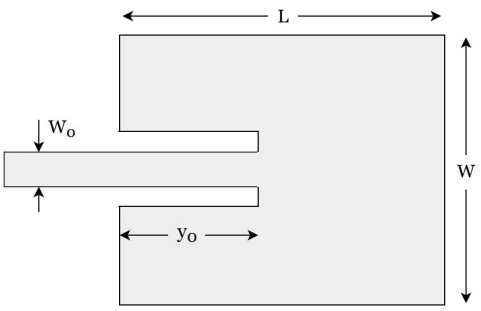
$$\Delta u = \frac{T}{\pi} \ln\left(1 + \frac{4e}{\frac{T}{\tan(h^2)}\sqrt{6{,}517\frac{W}{h}}} \right) \tag{6}$$

Programmet ADS används för att designa komponenterna och i detta program bestäms mikrostripens parametrar för att få en stripimpedans Z_0 som gör att kretsen matchas korrekt. I projektet användes också så kallade Smith-diagram, främst för att designa förstärkaren. Ett Smith-diagram är ett sätt att visuellt beskriva reflektionskoefficienterna hos ett nätverk. Diagrammet används oftast för impedansmatchning, men kan även användas för att presentera resultat av mätningar av s-parametrar eller för att avgöra om en krets är stabil. I bilaga A.1 visas ett Smith-diagram och hur ett sådant diagram utläses [9]. Ett annat verktyg är *Monte-Carlo-simulering*, vilket innebär att parametrar tillåts variera stokastiskt, i ett försöka att felsöka avvikelser från mätdata.

2.2 Antenn

2.2.1 Teori

Antennen som ska designas är en så kallad *microstrip patch antenna*. Tekniken bygger på att en ledande skiva (patch) placeras ovanpå ett dielektriskt material, som i sin tur ligger på ett jordat plan, vilket är samma princip som illustreras i figur 2. Vanligast är att patchen har en rektangulär, triangulär eller cirkulär form, men även andra mer komplicerade geometrier används [10]. När en signal försörjer antennen från en transmissionsledning uppstår elektromagnetiska moder mellan den ledande skivan och jordplanet, vilket resulterar i att signalen propagerar ut från sidorna av patchen och formar ett maximum i normalriktning sett från patchens yta. Detta bygger på att området mellan patchen och jordplanet kan ses som en kavitet där det kan uppstå stående vågor [11]. Målet är att designa antennen så att den dominanta moden, den första stående vågen mellan bredsidorna i figur 4, blir den valda bärfrekvensen.



Figur 4: Format och parametrar för en rektangulär mikrostripmatad patch-antenn.

Det är flera parametrar som påverkar en rektangulär antenns prestanda. Bland dessa är det längden som avgör i vilken frekvens antennen oscillerar starkast. Längden beskrivs av [11]

$$L = \frac{c_0}{2 \cdot (f_r)_{010} \cdot \sqrt{\varepsilon_r}}, \tag{7}$$

där c_0 är ljusets hastighet i vakuum, $(f_r)_{010}$ är frekvensen för den dominanta moden och ε_r är permittiviteten i substratet. Eftersom patch-antennen inte utgör en sluten kavitet kan det uppstå icke-ideala effekter vid dess gränser, vilket resulterar i att längden verkar elektriskt större än dess fysikaliska värde indikerar. Därutöver propagerar en fraktion av de elektromagnetiska vågorna i luften och inte i substratet, vilket introducerar en effektiv permittivitet. Denna permittivitet kan beskrivas av [11]

$$\varepsilon_{r,eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2}\left[1 + 12\frac{h}{W}\right]^{-1/2}, \tag{8}$$

där h är tjockleken på substratet och W är antennens bredd. För att beräkna den effektiva längden så adderas den fysiska längden med en korrigeringslängd ΔL, för vardera sida av antennen enligt ekvation (9). Korrigeringslängden beräknas genom att använda den effektiva permittiviteten i ekvation (8) [11].

$$L_{eff} = L + 2\Delta L \tag{9}$$

$$\Delta L = h \cdot 0,412\frac{(\varepsilon_{r,eff} + 0,3)\left(\frac{W}{h} + 0,264\right)}{(\varepsilon_{r,eff} - 0,258)\left(\frac{W}{h} + 0,8\right)}. \tag{10}$$

Det finns flera sätt att mata en antenn med en signal, däribland mikrostrip, koaxial och koppling. Vid användning av mikrostripmatning krävs det impedansmatchning genom att introducera ett indrag av mikrostrippen enligt figur 4. Inimpedansen till antennen kan sedan beräknas enligt [11]

$$R_{in}(y = y_0) = \frac{1}{2(G_1 \pm G_{12})}cos^2\left(\frac{\pi}{L}y_0\right), \tag{11}$$

där G_1 är konduktansen mellan längdsidorna längst från matningen och G_{12} är konduktansen mellan breddsidorna av antennen. Skillnaden mellan antennens inimpedans och impedansen på utgången på komponenten den kopplas till avgör hur mycket av signalen som reflekteras då den matas in i antennen. Denna reflektion kan mätas genom s-parametern s_{11}.

När flera antenner används för att skapa en array är det viktigt att minimera överhörning mellan antennerna. Detta uppnås genom att placera dem med ett specifikt beräknat avstånd från varandra som minimerar konduktansen dem emellan. Denna beräkning går att se i bilaga A.2, ekvation 36 och ekvation 37. Om överhörningen mellan två antenner ska beräknas så kan s-parametrarna s_{12} och s_{21} användas, då de två antennerna tolkas som en komponent med två portar.

När en antenn ska karakteriseras används konceptet *direktivitet* för att beskriva hur väl den strålar i en given riktning. Direktivitet definieras, enligt IEEE, som förhållandet mellan strålningsintensiteten i en riktning och den genomsnittliga strålningen i alla riktningar, där den genomsnittliga strålningen är den totala effekten utstrålad av antennen dividerat med 4π [12]. Matematiskt kan detta uttryckas som

$$D = \frac{4\pi U}{P_{rad}}, \tag{12}$$

där D är direktiviteten, U är strålningsintensiteten och P_{rad} är den totalt utstrålade effekten.

Ytterligare ett viktigt koncept för antenner är deras *effektivitet*. Effektiviteten kan främst avta på grund av mismatchning vid ingången av antennen och på grund av att antennen inte är en perfekt ledare och därmed har resistiva förluster [11]. Den totala effektiviteten kan betecknas

$$e_0 = e_r e_{cd}, \tag{13}$$

där e_r är effektiviteten med avseende på reflektionen och e_{cd} är antennens strålningseffektivitet; alltså hur stor del av den totala effekten som går in i antennen som går åt till att stråla. Genom att multiplicera antennens direktivitet med dess strålningseffektivitet går det att beräkna hur effektivt antennen strålar i en given riktning [12]. Detta är antennens så kallade *gain*.

$$G(\theta, \phi) = e_{cd}D(\theta, \phi). \tag{14}$$

2.2.2 Design

Gruppantennen uppvisade förluster som minskar dess effektivitet. Det krävs därmed att den utformades för att få så hög direktivitet och signalstyrka som möjligt. För att uppnå detta krävdes en minimering av reflektionen av signalerna som går in i antennerna. Antennerna behövde dessutom ha dimensioner som maximerade resonansen vid bärfrekvensen. En annan utmaning var att ta hänsyn till överhörning mellan antennerna och kompensera för dessa, eftersom de monterades nära varandra. Den typ av patch-antenner som utvecklades i detta projekt var rektangulära med mikrostripmatning.

Utifrån faktumet att bärfrekvensen var 3 GHz användes ekvation (7), (8), (9) och (10) för att beräkna den optimala längden L på antennen. Ekvation (11) och en impedansmatchning mot $50\,\Omega$ användes sedan för att beräkna hur stor

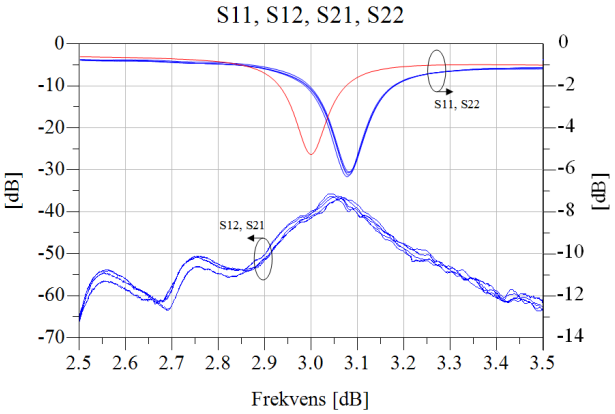
indraget y_0 borde vara för att minimera reflektion vid ingången. Därefter beräknades Z och Y i ekvation (36) och (37) då $G_E = 0$ och $G_H = 0$ för att avgöra antennernas optimala separation för minimal överhörning. Samtliga av dessa parametrar användes sedan som startvärden i designen av antennarrayen i ADS. Optimeringsverktyg applicerades sedan för att finjustera värdena på L och y_0 då ickeideala effekter, t.ex. förluster i substratet, påverkade de optimala värdena. Utöver detta beräknades också bredden W_0 på matningsstripen i ADS som bygger på ekvation (4). Både uppmätta och teoretiska värden på parametrarna genom hela designprocessen sammanfattas i tabell 2. Layout för antennerna kan ses i bilaga B.1 och B.2. Strålningsdiagram för gruppantenn ett och två presenteras i A.2.

Tabell 2: Värden på antennparametrar under designprocessen. Alla värden representerar millimeter.

Parameter	Första teoretiska	Första design	Andra teoretiska	Andra design
L	23,37	23,38	24,01	24,20
W	30,13	30,14	30,81	30,81
y_0	9,37	9,37	9,58	6,47
W_0	-	1,86	-	1,94
Z	67,59	67,59	67,39	67,39
Y	-	-	48,95	48,95

2.2.3 Diskussion

Som kan ses i figur 5 så finns det en förskjutning i matchningsfrekvens mellan den designade och den verkliga gruppantennen. Anledningen till detta var att den relativa permittiviteten för den designade gruppantennen inte matchade den som användes vid tillverkningen av PCB:n. Detta korrigerades genom att i ADS välja en relativ permittivitet så att designens simulering matchade det uppmätta värdet på den verkliga gruppantennen. Utöver detta visade den första antenndesignen en relativt hög reflektion, vilket berodde på att värdet på y_0 var för stort, vilket resulterade i en för låg inimpedans. Under andra designrundan implementerades mer sofistikerade optimeringsverktyg för att få ett korrekt värde på y_0. I bilaga A.2 kan man se direktivitet och gain för första antenndesignen. Denna är relativt låg eftersom projektet använde den tunna substrattjockleken 1 mm för alla PCB:er. Resultatet för slutdesignen presenteras i kapitel 6 och diskuteras i kapitel 7.

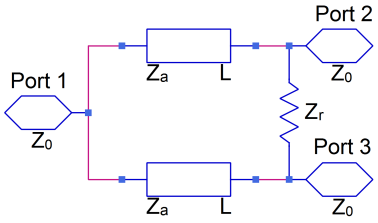


Figur 5: Överhörning och reflektion för antenner i första designomgången. Reflektionen kan jämföras med simuleringen av antenndesignen. Det finns en förskjutning eftersom designens relativa permittivitet inte matchade den verkliga.

2.3 Effektdelare

2.3.1 Teori

Eftersom ett multiantennsystem består av flera antenner i sändaren enligt figur 1, behöver signalen delas upp, vilket görs med en *effektdelare*. Den typ av effektdelare som ska användas är en så kallad *Wilkinson-splitter*, och kraven för dessa är att de ska vara: förlustfria, reciproka och isolerade. Förlustfrihet innebär att signalen inte tappar intensitet mellan ingång och utgång [13]. Reciprocitet är uppfyllt när förlusterna är lika stora oavsett vilken rikting en signal propagerar i en elektrisk komponent [14]. Isolation handlar om att göra utgångarna på splittern oberoende av varandra [13]. Wilkinson-splittern är med sin konstruktion både reciprok och isolerad, men inte alltid förlustfri. Vid rätt användning, när dess utportar är matchade, är den dock förlustfri inom ett begränsat frekvensintervall.



Figur 6: Schematisk två-ports Wilkinson-splitter, med strippimpedans Z_a, armlängd L och bryggmotstånd Z_r.

För att undersöka en splitter studeras dess S-matris. För att ett nätverk, eller i det här fallet en splitter, ska vara förlustfri, krävs att S-matrisen är unitär, vilket innebär att matrisens komplexkonjugerade transponat är lika med dess invers [14], och för att vara reciprok krävs att matrisen är symmetrisk. En teoretisk Wilkinson-splitter med tre portar har en S-matris enligt

$$S = \frac{-j}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{pmatrix}, \tag{15}$$

vilken inte är unitär och därmed bekräftar att Wilkinson-splittern inte är förlustfri. Som tidigare nämnt kan den dock användas som förlustfri när utgångarna är matchade.

I praktiken är optimal matching svår att uppnå och kan således resultera i reflektioner. En schematisk bild över en Wilkinson-splitter kan ses i figur 6, där en port delas upp i två armar, vardera med längden L och impedans Z_a.

Ett bryggmotstånd Z_r är kopplad mellan de två utgångarna för att omvandla reflektioner till värme. Vid en reflektion i portarna delas den reflekterade signalen upp, där en del av signalen går igenom motståndet Z_r, medan den andra passerar tillbaka i kretsen genom armarna för att slutligen mötas på andra sidan av motståndet Z_r. Genom att designa längden L på armarna så att signalen fasförskjuts 180°, kancelleras reflektionen på andra sidan motståndet [15]. Längden L ges av ekvation (16) och ingående parametrar såsom våglängden i dielektrikat, λ_g, och stripens effektiva permittivitet, $\varepsilon_{r,eff}$, beräknas enligt ekvation (17) och (18), där c är ljusets hastighet i dielektrikat och f är frekvens. I den effektiva permittiviteten gäller också att ε_r är dielektrikats permittivitet, h är dielektrikats tjocklek samt W är mikrostripens bredd [16]. Notera att ekvation (18) är en annan version av ekvation (8) men med skillnaden att i (8) är bredden W, är mycket större än substratets tjocklek h.

$$L = \frac{\lambda_g}{4} \tag{16}$$

$$\lambda_g = \frac{c}{f}\sqrt{\varepsilon_{r,eff}} \tag{17}$$

$$\varepsilon_{r,eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2}\left[\left(\frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12h}{W}}}\right) + 0,04\left(1 - \frac{W}{h}\right)^2\right] \tag{18}$$

Då utportarna ligger parallellt behöver armarna och bryggmotståndet, för att operera korrekt, även ha en impedans baserad på antalet utportar, N, enligt

$$Z_a = \sqrt{N} Z_0, \tag{19}$$

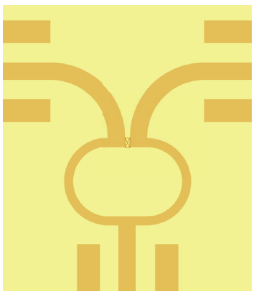
$$Z_r = N Z_0, \tag{20}$$

där Z_a är vardera arms impedans, Z_r är motståndet mellan utportarna och Z_0 är den impedans som vardera utgång har. Värdet på Z_0 bör vara samma som impedansen på komponenterna effektdelaren kopplas till.

Teoretiskt sker inga förändringar i fas och amplitud då en signal delas upp i en effektdelare, däremot ger delningen, vid praktisk användning, upphov till effektförluster som varierar beroende på antalet utgångar samt signalens frekvens. Eftersom effektdelaren ska användas i ett system med en relativt hög frekvens (3 Ghz), måste hänsyn tas till att det kommer uppstå extra resistiva effektförluster i ledaren.

2.3.2 Design

Enligt projektets mål delades signalen från USRP:n upp i åtta utgångar. Därmed krävdes en åtta-vägs effektdelare bestående av sju två-ports Wilkinson-splittrar. Denna konfiguration kan ses i bilaga B.2 och gav en slutgiltig ideal uteffekt $P_{ut} = (1/8)P_{in}$. Anledningen till varför en stegvis metod föredrogs framför en åtta-vägs Wilkinson-splitter berodde för det första på att samtliga utportar behövde bryggas med ett motstånd till alla andra utportar, vilket hade resulterat i $8(8-1)/2 = 28$ komponenter, och för det andra att längderna L enligt figur 6 måste vara identiska, vilket inte var möjligt att realisera med en två-lagers PCB.



Figur 7: Designen av Wilkinson-splittern. Implementering i bilaga B.2.

Vid design av en Wilkinson-splitter är man intresserad av flera egenskaper. För det första skall signalreflektioner (s_{11}, s_{22}, s_{33}) minimeras vid designfrekvensen. Detta gjordes genom att matcha in- och utportar, dels med externa impedanser, vilket i detta fall var 50 Ω, men även med varandra. Själva matchningen gjordes genom beräkningen av bredd på striparna, då ekvation (4), men även ADS egen funktion LineCalc som bygger på samma princip, kan användas. För korrekt karakteristik på en Wilkinson-splitter skall armarna impendasmatchas till $Z_a = \sqrt{2}Z_0$. För att armarna skall ge reflektionerna från utporten 180° fasvändning, skall de också vardera ha längden $L = (1/4)\lambda_g$, där λ_g beräknades enligt ekvation (17). Slutligen designades de med en cirkulär form, snarare än med räta hörn, då maximal signalkvalitet i detta fall värderades högre än minimerad storlek. Utportarna bryggdes även med en resistor på $Z_r = 2Z_0$.

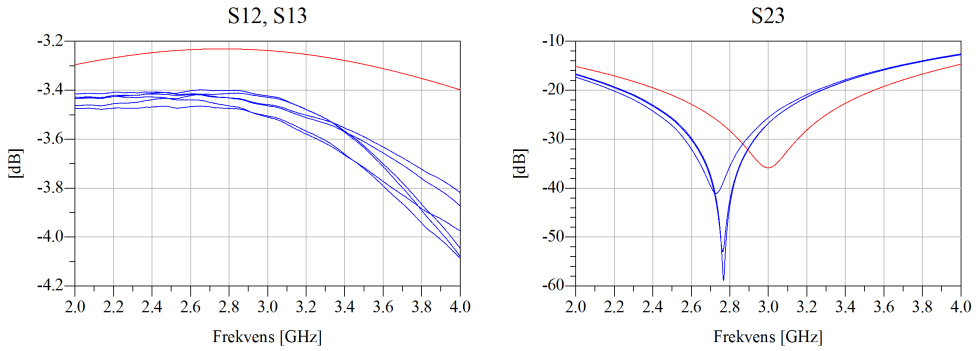
Då antennen krävde en mycket smalbandig signal fanns inget behov av att designa splittern med flera steg, en så kallad flerstegs-Wilkinson-splitter, vilket hade resulterat i en mer bredbandig karakteristik. Designen simulerades i ADS över frekvensintervallet och justeringar gjordes för att nå optimala s-parametrar. Avslutningsvis lades mekaniskt stabiliserande kretsar till, vid sidorna om portarna, för att kunna löda SMA-kontakterna på.

Designen för första beställningsrundas fristående effektdelare kan ses i figur 7. Då effektdelaren är en relativt enkel komponent fanns inga större förbättringar att göra inför andra beställningsrundan, smärre justeringar hos stripbreddar och armlängd, för att ta hänsyn till den uppdaterade permitiviteten. Nästa steg var att karakterisera den fysiska komponenten. Genom att använda en *Vector Network Analyzer* (VNA), kunde s-parametrarna för den faktiska effektfördelaren sedan uppmätas, dessa kan ses i figur 8.

2.3.3 Diskussion

För en ideal två-ports effektdelare är det önskvärt om var utport kan leverera −3 dB av effekten, men det kan i figur 8 ses att så inte är fallet för första designen, även vid simulering. En förklaring till detta skulle kunna vara att de nollskilda bredderna hos striparna resulterar i små reflektioner då armarna behöver böjas en aning. Detta kan även bero på resistiva förluster i transmissionsledarna som inte går att undkomma. Varför uppmätta transmissionskoefficienten

sjunker ytterligare, enligt figur 8, kan bero på att lödning av SMA-kontakter inte är perfekta. Både transmission och isolation kan ses ligga frekvensförskjutna ungefär -200 MHz, vilket är ett typiskt tecken på att substratets permitivitet inte är den förväntade. Detta kan ses i *Monte-Carlo-simuleringarna* för hela kretsen i figur 36 i bilaga D, där en svepning visas över olika värden på permitiviteten.



Figur 8: Simulering av s-parametrar (transmission och isolering) för Wilkinson-splittern (rött) jämfört med mätningar av tillverkade komponenter (blått), för första beställningsrundas fristående komponenter. Ideala värden är -3 dB vid 3 GHz för s_{12} och s_{13}, och $-\infty$ dB för s_{23} vid 3 GHz

2.4 Fasskiftare

2.4.1 Teori

En *fasskiftare* har egenskapen att den kan styra en signals fas utan att ändra dess amplitud. Då möjligheten att rikta en signal bygger på superpositionsprincipen, där konstruktiv interferens mellan gruppantennerna utnyttjas för att skapa effektmaximum, måste fasen i de individuella signalgrenarna kunna regleras. För detta används en fasskiftare.

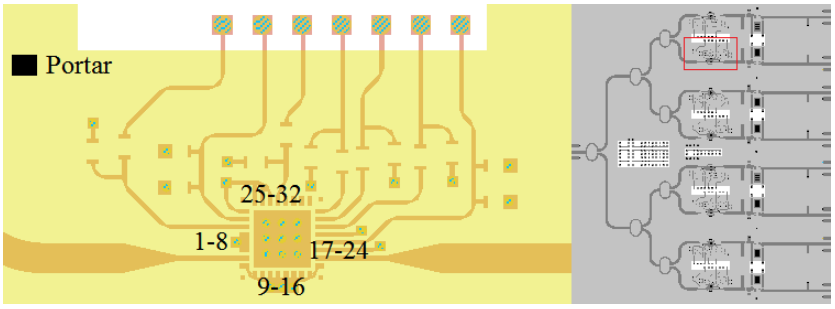
Fasskiftare är antingen analoga och digitala. Den digitala styrningen innebär att en binär kod, ett så kallat *fasord*, ger fasskiftarna information om önskad fasförskjutning, fasordet bestäms med 8 bitar. Fasen justeras genom att bitarna växlas (på eller av) där de olika bitarna ger olika fasskiftningar. I figur 3b kan de olika fasskiftning för de olika bitarna ses. Önskad fasskiftning fås genom att kombinera bitarna korrekt.

Fasskiftaren är designad för att operera optimalt i frekvenser upp till $2,2$ GHz, men är enligt tillverkaren också kapabel att verka inom frekvenser upp till 3 GHz. Vid operation ger fasskiftaren införingsförluster. För frekvensen $2,2$ GHz är dessa förluster 6 dB, vilket är den maximalt angivna frekvensen i databladet. Genom att extrapolera grafen för införingsförluster i databladet kan det uppskattas att operation vid 3 GHz ger införingsförluster på 9 dB [17].

2.4.2 Design

Fasskiftfunktionen krävde inte enbart en fasskiftare, då denna endast är en integrerad krets som tar emot givna kommandon. För att kontrollera fasskiftaren anslöts därför ett USB-gränssnitt, av modell NI-8451, tillverkad av National Instruments, till en dator via USB-kabel och till kretskortet med flatkabel. På detta sätt kunde USB-gränssnittet, med hjälp av LabVIEW, programmera fasskiftaren med önskat fasord, genom att översätta kommandon från LabVIEW till binära signaler. I tabell 3b visas de bitar respektive de fasskiftningar som genereras enligt fasskiftarens datablad [17]. I tabellen redovisas även de faktiska fasskiftningarna som mättes upp med en VNA.

Då fasskiftaren är en integrerad krets behövdes även ett ledningsmönster för att brygga gapet mellan fasskiftaren och USB-gränssnittets flatkabel. Denna designades i ADS, se figur 9. Fasskiftaren var ett redan färdigkonstruerad integrerad krets som således redan impedansmatchats. *Jumper-kablar* behövdes även för att koppla samman kretsarna med flatkabeln. Dock krävdes att portarna som anslöts till fasskiftaren smalnades av på grund av fysiska begränsningar, vilket gav upphov till något sämre impedansmatchning, och således små förluster.



Figur 9: Slutgiltiga design av fasskiftarkretsen där portnummer hos den integrerade kretsen är utmärkt, till höger ses dess position på kretskortet.

Tabell 3: Portfunktioner för fasskiftaren samt fasskiftning för olika fasbitar.

(a) Portfunktioner för fasskiftarens integrerade krets.

Port	Funktion
2	V_{DD}
3	S/P
1, 4-6, 8-17, 19, 21	Jord
7, 18	RF port
20	V_{SS}
22	Vippa
23	Klocka
24	Data
29-32	Adress

(b) Fasskiftning för de olika bitarna, där OPT används för att optimera noggrannheten. Fasskiftare två slutade fungera under mätfasen och fick utelämnas.

Fasbitar enligt datablad (ϕ) och mätningar för de åtta fasskiftarna ($\phi_1 - \phi_8$)									
Bitar	ϕ	ϕ_1	ϕ_2	ϕ_3	ϕ_4	ϕ_5	ϕ_6	ϕ_7	ϕ_8
b0	1,4	0,2		0,5	0,5	0,5	1	1	0
b1	2,8	5		6,5	6	5,5	5	3,5	4
b2	5,6	12,5		9,5	9,5	10,5	9	5	7
b3	11,2	28		26,5	28	28,5	25	16,5	22
b4	22,5	21		21,5	20,5	20,5	18	24,5	15
b5	45	53		52,5	60	55,5	52	53	48
b6	88,6	149		99,5	167	156,5	158	128	146
b7	180	317		322,5	310	318,5	317	210	316
OPT	1,4								

Fasskiftaren kan drivas både seriellt och parallellt, där skillnaden beror på hur kretskortet matas med information. I projektet drevs fasskiftaren seriellt, då detta val gav upphov till att färre portar behövdes och således mindre plats på PCB:n. Mer specifikt gäller att seriell koppling anges genom att mata port 3 med en DC-spänning samt jorda port 1. Portarna 25-28 används inte i seriell drift. Portar 29-32 däremot är adressportar och varje fasskiftare försågs med en unik hårdprogrammerad adress genom att de fyra portarna antingen jordades eller matades med likspänning (adressbit 0 respektive 1). Adressen motsvarades av fasskiftarnas inbördes numrering i binärt format (0-7.) Funktioner hos resterande portar står att finna i tabell 3a.

Datainmatningen följde en klocka opererande på 1 MHz. Datasträngen som fasskiftaren tog emot ser typiskt ut enligt figur i bilaga C, där varje fasskiftare försågs med en *vippa*, där data endast tas emot då vippan visar värdet 0. På grund av fysiska begränsningar hos USB-gränssnittet kan data bara sändas i hela byte, då fasskiftaren kräver 13-bitars datasträngar sattes de första tre till *don't care*.

Då hög signalkvalitet var önskvärt användes lågpassfilter för att dämpa eventuellt brus vid de portar som inte ledde matningsspänning. Portarna V_{DD} samt V_{SS} ledde däremot matningsspänning och för dessa räckte det att använda avkopplingskondensatorer för att dämpa bruset. DC-signaler filtrerades med brytfrekvensen 720 kHz, medan klock- och dataportarna, som är relativt högfrekventa fyrkantssignaler, filtrerades med brytfrekvensen 72 MHz. Matningspänningen till fasskiftaren försågs även med avkopplingskondensatorer för att ge en stabilare spänningsnivå.

För att underlätta fasstyrningen utvecklades ett program att användas tillsammans med mjukvaran hos sändaren. Även detta baserades i LabVIEW, utifrån ett exempelprogram som kom tillsammans med USB-gränssnittet. Användaren ombeddes ange ett avstånd och en azimutvinkel. Då antalet patchantenner och avståndet dem i mellan var känt, beräknades vad varje antenngren måste fasförskjutas med trigonometriskt. Detta jämfördes sedan med ett bibliotek uppbyggt av alla diskreta fasord och det närmaste värdet valdes ut. Biblioteket var anpassat efter mätningar på faktiska fasförskjutningar hos varje fasskiftare, se tabell 3b, för att kompensera för den höga frekvensen på RF-signalen. En ideal fasskiftaren är bara kapabel att förskjuta en signal med en knapp våglängd, detta är också den maximala skillnaden i avstånd mellan den närmast belägna och den mest avlägsna patchantenn sett från mottagaren, som fasstyrningen kan hantera utan minskad prestanda.

2.4.3 Diskussion

För ett fler-lagers PCB hade inte jumper-kablar behövts användas, även om det antagligen inte påverkat resultatet så mycket som det introducerade smärre monteringsutmaningar, se bilaga 31. Eftersom fasskiftaren ursprungligen är utvecklad för att operera vid betydligt lägre frekvenser skulle det visa sig att betydande avvikelser uppstått mellan, de enligt datablad angivna, värdena på fasförskjutningarna och de som uppmäts, se tabell 3b. Detta resulterar i att de diskreta värden som fasförskjutningen kan anta blir aningen ojämnt fördelade, särskilt för högre fasförskjutningar. Dessutom slutade fasskiftaren på gren två att fungera under mätfasen, vilket nödvändiggjorde att grenen fick termineras.

2.5 Förstärkare

2.5.1 Teori

Då signalen som sändes ut från USRP:n utsattes för dämpning och brus genom systemets egna komponenter och luften den sedan propagerade genom krävdes att signalen var stark nog för att kunna upptas av mottagaren med en acceptabel BER. Därför krävdes det att en *förstärkare*, vars egenskap är att den ökar en signals amplitud, implementerades i kretsen. Dess huvudsakliga syfte var att motverka förlusterna i fasskiftaren.

Vid design av en förstärkare sätts krav på dess linjäritet och effektivitet. Linjäriteten avgör hur väl en signals form bevaras då den passerar genom förstärkaren, medan effektiviteten beskriver hur stora effektförluster som uppstår i komponenten. Dessa egenskaper avgörs till stor del av vilken *förstärkarklass* som används [18]. Klasserna kategoriseras utefter hur den ingående transistorn biaseras. Biaseringen avgör vid vilken spänning en signals amplitud måste förhålla sig för att kunna passera igenom komponenten. Eftersom signalen är alternerande (AC) går det därför att genom biaseringen bestämma hur stor del av signalen som överförs. Tillåts hela signalen att passera igenom - alltså då signalens lägsta amplitud är ovanför transistorns tröskelspänning - kallas det att förstärkaren är av *klass A*. Detta är den mest

linjära klassen då den idealt sett inte ändrar signalens form. Dock är den även den minst effektiva, med en teoretiskt maximal effektivitet på 50 %, eftersom den ständigt leder ström, även utan insignal [19].

Då förstärkarkretsen tillför effekt till systemet genom att öka amplituden hos signalen finns risken att kretsen blir instabil. Instabilitet kan ge upphov till självsvängning och kan skada ingående komponenter genom att tillföra höga effekter i kretsen, vilket inte är önskvärt. En metod för att säkerställa att kretsen förblir stabil under operation är att utnyttja S-parametrarna till nätverket som beskriver förstärkaren och finna ett kriterium för dessa som endast uppfylls då kretsen är stabil. Ett sådant kriterium, härlett av M. L. Edwards och J. H. Sinsky [20], defineras som

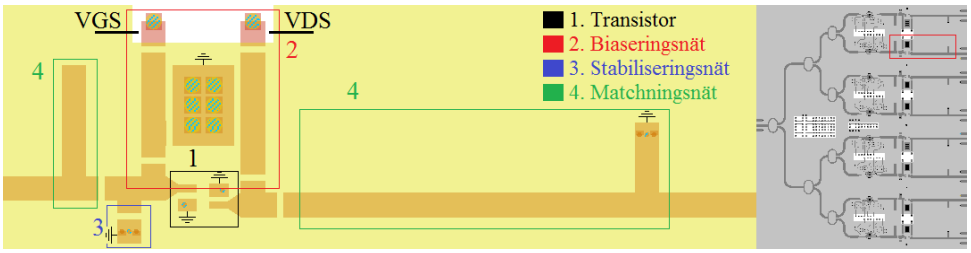
$$\mu = \frac{1 - |s_{11}|^2}{|s_{22} - \Delta s_{11}^*| + |s_{12}s_{21}|} > 1, \tag{21}$$

$$\Delta = s_{11}s_{22} - s_{12}s_{21}. \tag{22}$$

För att undersöka om en krets är stabil måste därför stabilitetsfaktorn μ förbli större än 1 vid de frekvenser som förekommer i kretsen. På grund av att frekvensinnehåll i form av brus kan uppstå över hela frekvensspektrat räcker det inte att stabilitetsfaktorn endast mäts för bärfrekvensen. Istället måste ett frekvenssvep utföras över ett brett frekvensband för att undvika att övertoner skapar instabilitet.

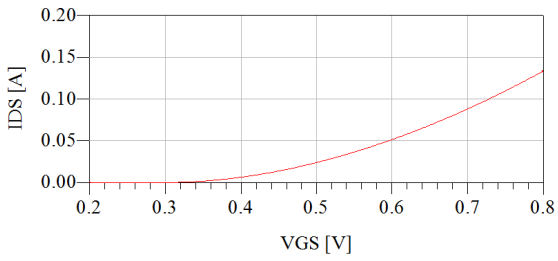
2.5.2 Design

Målet med förstärkaren var att den ska kunna bidra med en förstärkning som uppfyller de krav som ställs av länkbudgeten, som går att läsa om i avsnitt 4. Detta innebar dels att förstärkningen behövde vara tillräcklig stor, men också att icke-linjära effekter inte gav upphov till för stor distortion av signalen. Designen av förstärkaren delades upp i tre steg; först designades ett biaseringsnät för att placera transistorn i rätt biaseringsläge. Sedan stabiliserades kretsen för att undvika självoscillering. Slutligen matchades kretsen för att inkommande signaler inte skulle reflekteras. Modelleringen utfördes i ADS, där icke-ideala värden hos de ingående komponenterna använde sig av modeller utvecklade av Modelitics, som har utfört noggranna mätningar på de komponenter som används i projektets kretsar.

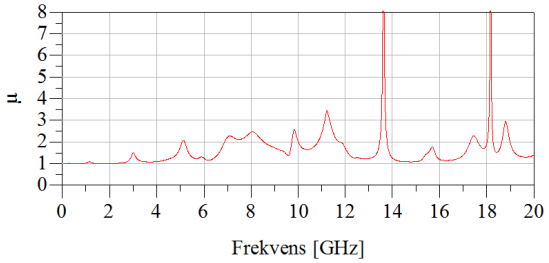


Figur 10: Slutgiltig design av förstärkarkretsen, till höger visas dess position på kretskortet.

Transistorn som användes till förstärkaren benämns ATF-55143 och är en låg-brusig *Field-Effective Transistor* (FET) som har designats för användning inom frekvensområdet 450 MHz till 6 GHz [21]. Från databladet framgår att V_{DS} ska hållas vid 2,7 V för bäst funktion, vilket vid 3 GHz har uppmätts ge en förstärkning på drygt 15 dB. En modell för transistorn laddades ner från samma källa som databladet hämtades, och implementerades i ADS [21]. Genom att svepa värdet hos V_{GS}, då V_{DS} hölls konstant vid 2,7 V, togs transistorns överföringskarakteristik fram, som visas i figur 11a. Förstärkaren valdes till att vara klass A, då denna klass är linjär, vilket är fördelaktigt i kommunikationssystem [19]. Ett lämpligt värde för V_{GS} är då 0,6 V, eftersom signalen då kommer svänga i ett relativt linjärt område. När biaseringsspänningarna har valts designades ett biaseringsnät, vilket visas som område 2 i figur 10. Syftet med



(a) Övergångskaraktäristik för ATF55143.



(b) Stabiliteten över frekvensspannet 50 MHz - 20 GHz.

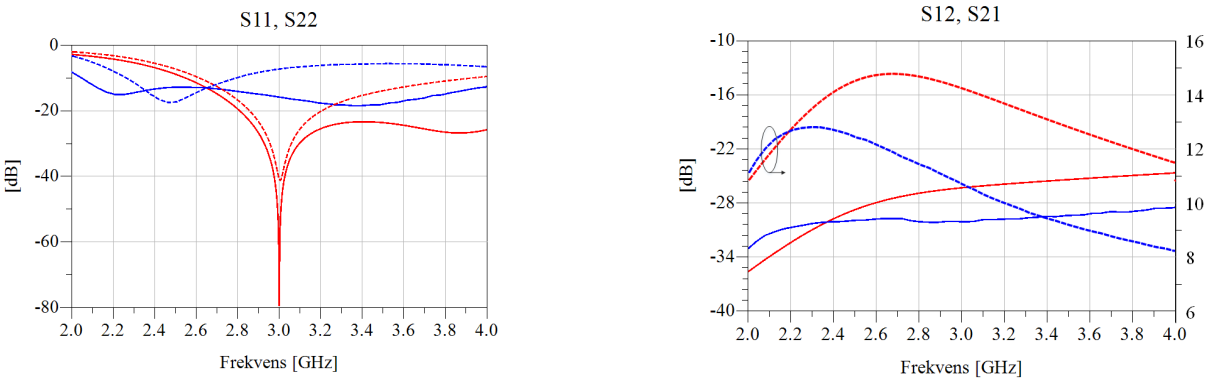
Figur 11: Övergångskarakteristik och stabilitet för förstärkardesign.

detta var att möjliggöra att spänningskällorna sammankopplades med förstärkarkretsen utan att AC-signalen som skulle förstärkas propagerar in i DC-nätverket. För detta ändamål kopplades Högpassfiltrerande spolar om 20 nH mellan biaseringsnätet och förstärkarkretsen. Dessa var jordade med lågpassfiltrerande kondensatorer om 0,1 μF, 1 μF och 10 μF som parallellkopplades med DC-källan. Eftersom dessa kondensatorer till stor del avgör stabiliteten hos kretsen genom att filtrera bort oönskade frekvenser, lades ett stort jordplan till mitt emellan gate-biaseringen och drain-biaseringen dit ännu fler kondensatorer kunde placeras för att säkerställa stabilitet.

När transistorn hade biaserats, stabiliserades kretsen med hjälp av ett stabiliseringsnät, som kan ses i område 3 i figur 10, bestående av en jordad, parallellkopplad resistans. Nätet kopplades i serie med ingången till gaten hos transistorn då det idealt sett inte går någon ström där. På så sätt gick det att undvika att stora förluster uppstod i resistansen. Eftersom gate-sidan är biaserad via biaseringsnätet passerade dock ändå en ström genom den jordade resistansen, vilket gör det önskvärt att denna resistans är hög. Resistansernas värden togs fram i ADS genom att plotta stabilitetsfaktorn över ett intervall från 50 MHz till 20 GHz och svepa resistansernas värden, vilket resulterade i en parallellkopplad resistans med värdet 160 Ω. Figur 11b, där ekvation (21) har används med s-parametrar från ADS-modellen, indikerar att kretsen förblir stabil inom frekvensspannet då kriteriet för fullständig stabilitet är att grafens värde håller sig över 1 i hela frekvensspannet.

Slutligen matchades förstärkarkretsen för att minimera reflektionen av insignalen och utsignalen. Matchningen skedde genom att vid ingång och utgång designa matchingsnät med tranmissionsledningar. Längden hos ledningarna bestämdes med hjälp av att använda ett Smith-diagram. Slutdesignen går att se i figur 10, där område 4 utgör matchningsnätet.

2.5.3 Diskussion



Figur 12: S-parametrar för förstärkaren i första designomgången. I figuren till vänster representerar de streckade linjerna s_{22}. I den högra figuren visar de streckade linjerna s_{21}, vars amplitud är kopplad till den vertikala axeln till höger om grafen.

Två uppsättningar av komponenterna beställdes till första designomgången. Dock presenteras endast parametrarna för en av förstärkarna i figur 12. Detta beror på att den andra förstärkaren uppvisade instabilitet och mätningar skulle därmed kunna innebära att mätutrustning skadades. S-parametrarna för förstärkaren, vars design går att se i bilaga B.1, uppvisade karakteristik som indikerar en matchning som inte är optimal för 3 GHz. Dessutom var förstärkningen för den verkliga komponent cirka $3,4$ dB lägre än modellens. Parameter s_{12}, som beskriver hur mycket en bakåtriktad signal dämpas, befann sig på en acceptabel nivå.

Efter att ha jämfört s-parametrarna för den verkliga förstärkaren med modellen framgick det att den extra längd som tillkommer av de lumpade komponenternas utsträckning inte hade tagits hänsyn till under modelleringen. Detta ledde till en felaktig matchning vilket även ledde till en försämrade förstärkningen. Dessutom framgick det att en permittivitet som skiljde sig från verkligheten hade använts. Till den andra designomgången utökades därför modellen till att ta hänsyn till de extra längderna och permittiviteten korrigerades. Jordplanet som finns i mitten av biaseringsnätet i den slutgiltiga designen motiverades av den instabilitet som uppmättes i en av förstärkarna, då endast en parallelkopplad kondensator, med ett värde på 10 μF, användes i första designomgången.

3 Signalbehandling

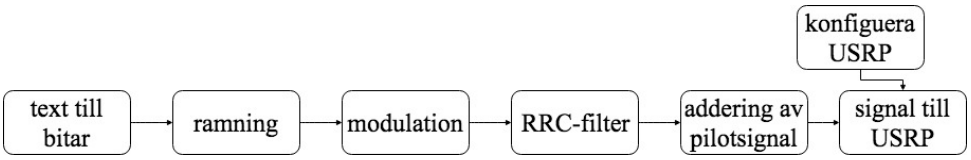
Den digitala signalbehandling skedde i plattformen LabVIEW, där mer omfattande algoritmer implementerades med MathScript. LabVIEW-program för sändaren respektive mottagaren skrevs, där dessa styrde var sin USRP. USRP:n gick enkelt att kommunicera med via LabVIEW, med hjälp av redan utformade anrop- och hämtningsblock. Vid modulering av mjukvaran användes så kallad *Quadrature Phase-Shift Keying* (QPSK) för att i slutfasen av projektet utforma ett program till *16-Quadrature Amplitude Modulation* (16-QAM). Dessa typer av modulering är effektiva överföringstekniker, då de använder flera fas- och amplitudnivåer för att transportera fler bitar per symbol. Dock ställs det krav på noggrann fas- och frekvensuppskattning hos mottagaren för att tillgodose behovet av korrekt signaldemodulering och detektering av data [22]. Därmed krävs det att icke-önskvärda effekter kompenseras för.

Den mjukvarustyrda komponenten USRP innehåller en oscillator som adderar respektive subtraherar en bärfrekvens f_c på 3 GHz till signalen i sändaren respektive mottagaren. Dessa oscillatorer var inte fullständigt synkroniserade och därmed bidrog de till en frekvensförskjutning Δf och en fasförskjutning $\Delta\theta$. Vid sändning dämpades även signalen i kanalen, för vilket signalen behöver normaliserades för att återfå korrekt amplitud för demodulering. Dessutom uppkom *additivt vitt gaussiskt brus* (AWGN) i kanalen, något som kompenserades för genom filter.

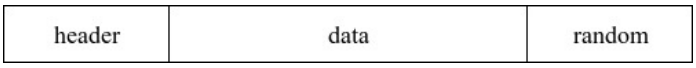
Huvudsakligen låg signalbehandlingssalgoritmerna i mottagaren, men där sändaren utformades på ett sådant sätt att kompensering i mottagaren var realiserbar, exempelvis genom att i sändaren addera en *pilotsignal* med frekvens f_p samt använda en *header* före datan som önskas skickas. En mer ingående beskrivning av sändaren och mottagaren presenteras i följande avsnitt.

3.1 Sändare

Sändarens blockdiagram kan ses i figur 13. I sändaren konverterades datan i form av en textsträng till binär representation. Dessa binära bitar packades i en så kallad fix ram (*fixed frame*) som innehöll en *header* före datan samt slumpmässiga bitar i slutet, se figur 14. Headern bestod av en pseudo-slumpmässig bitström, med en längd som sattes till 15 % av den totala längden på ramen. Genom att känna till headern i mottagaren kunde signalbehandling göras för att hitta var i den mottagna signalen en ram började och även kompensera för fas- och frekvensförskjutning. De slumpmässiga bitarna i slutet fyllde upp den del av ramen som inte innehöll data.



Figur 13: Blockdiagram över signalprocessering i sändaren.



Figur 14: Utformning av en *fixed frame* där varje frame packas med en *header* som efterföljs av den data som önskas skickas. Därefter fylls framen upp med slumpmässiga bitar som fyller framen.

Bitströmmen konverterades därefter till en symbolström, där varje symbol avbildades i det komplexa talplanet. För QPSK avbildades bitströmmen till 4 olika symboler, där varje symbol representerar 2 bitar. För 16-QAM avbildas 16 olika symboler, där varje symbol representerade 4 bitar. Avbildningen till symboler i det komplexa talplanet är även känd som konstellation, där konstellationsdiagramet kan användas för att grafiskt representera signalen. Signalen var således uppbyggd av korta vågpaket, med skarpa övergångar vid övergång från en konstellationspunkt till en annan över tid.

Skarpa övergångar kräver att signalen innehåller höga frekvenser och ger upphov till att signalens frekvenssvar ökar, vilket även innebär att bandbredden blir större [23]. Detta är något som inte är idealt, eftersom att det ur marknads- och användarmässiga skäl krävs att så många olika signaler som möjligt ska få plats i ett givet frekvensspektrum. För att begränsa frekvensen och således minimera bandbredden som de skarpa övergångarna i modulationen gav upphov till användes därför ett *pulsformningsfilter*.

I sändaren användes ett pulsformningsfilter för att i mottagaren applicera ett matchat filter. Ett RRC-filter (*Root Raised Cosine*) användes både som pulsformnings- och matchande filter med samma parameterar både i sändare och mottagare. Detta resulterade i att så kallad *intersymbolinterferens* (ISI) undveks vid utgången av det matchade filtret i mottagaren. ISI medför att en symbol eller flera stör resterande symboler och därmed försvårar demodulation [24].

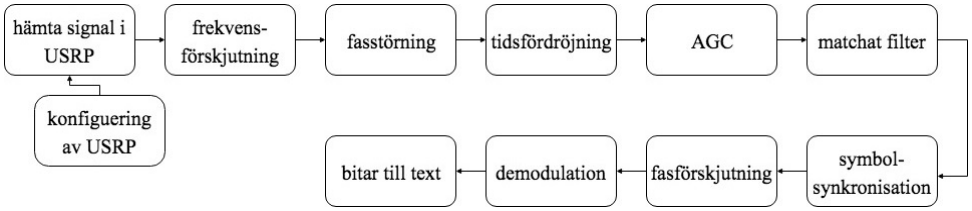
Efter pulsformning var signalens bandbredd begränsad och en *pilotsignal* adderades. Pilotsignalen konstruerades från två sinusvågor med en fasskillnad på 90°. Frekvensen f_p på denna pilotfrekvens sattes till symbolfrekvensen $f_{p,TX} = R_S$ symboler/s, med anledningen av att pilotsignalen därför hamnade i utkanten av den modulerade signalens frekvensspektrum. På så sätt separerades frekvensinformation av pilotsignalen från den modulerade signalen. I mottagaren kunde frekvensförskjutningen på pilotsignal studeras och kompenseras. Signalen med den adderade pilotsignalen skickades därefter till USRP-komponenten som lade på en bärfrekvens på $f_c = 3\ GHz$.

3.2 Mottagare

Mottagaren bestod av en antenn, en USRP och signalprocessering. I USRP:n drogs bärfrekvensen f_c bort, där den mottagna signalen var på komplex basbandsform, där positiva frekvenser motsvarades av frekvenser högre än f_c och vice versa för negativa frekvenser. I mottagaren uppkom också transienter, som kunde kompenseras för genom att ta bort de första samplingspunkterna i varje hämtning av signalen. Signalen i mottagaren kunde därefter representeras med följande utseende,

$$X(t) = A \cdot e^{i\{2\pi(\Delta f + f_{error})t + \Delta\theta + \phi(t)\}} + w(t), \tag{23}$$

där A var signalen som skickades ut i sändaren, w var bidraget för AWGN i kanalen och exponentialtermen innehåller störning på grund av fasförskjutning $\Delta\theta$, frekvensförskjutningen $\Delta f + f_{error}$ samt fasbruset $\phi(t)$. Blockdiagram för de olika kompenseringsstegen i mottagaren kan ses i figur 15.



Figur 15: Blockdiagram över signalprocesseringen i mottagaren.

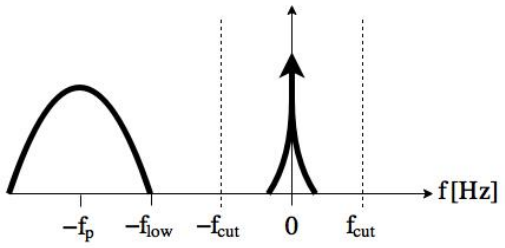
Den första icke-önskvärda effekten som kompenserades för i mottagaren var frekvensförskjutningen Δf. Detta gjordes med hjälp av den kända pilotsignal som implementerades i sändaren. För att hitta den mottagna pilotsignalen gjordes ett svep runt $\pm 5\%$ av den kända pilotfrekvensen $f_{p,TX}$ för att detektera en topp i frekvenspektrumet inom intervallet. Skillnaden mellan den i sändaren angivna pilotfrekvensen och den detekterade mottagna pilotfrekvensen gav således Δf enligt $\Delta f = f_{p,RX} - f_{p,TX}$. Förskjutningen kompenserades för genom

$$Y = Xe^{-i2\pi\Delta f/R_s} \tag{24}$$

där R_s var symbolfrekvensen, X och Y signalen innan respektive efter kompensering för frekvenförskjutningen.

Därefter identifierades fasstörningen $\phi(t)$. Detta gjordes genom att utnyttja pilotsignalen. För detta krävdes endast information om pilotsignalen och den övriga delen av signalen önskades filtreras bort. Detta åstadkomdes med ett lågpassfilter, eftersom andra val av filter antingen gav upphov till mycket AWGN och en för bred bandbredd. Lågpassfiltret var ett så kallat FIR-filter (*Finite Impulse Respons*), som används för digitala signaler. Signalen faltades med det digitala filtrets impulsrespons, vilket gav upphov till att det adderades fördröjningselement i början och i slutet av signalen. Fördröjningen berodde på antal så kallade *tappar* N som krävdes vid varje beräkning. Mer ingående innefattade FIR-filtret $N-1$ fördröjningselement, där en tapp togs efter varje element och multiplicerades med en filterkoefficient [25]. Hälften av dessa fördröjningselement hamnade i början av signalen, där kompensering av fördröjningen gjordes genom att ta bort de $(N-1)/2$ första samplingarna i den mottagna signalen. I projektet användes $N = 129$ antal tappar.

För att använda lågpassfiltret krävdes att pilotsignalen nedkonverterades till 0 Hz, vilket gjorde att signalen med datainformationen hamnade i negativa domänen, se figur 16. Filtrets brytfrekvens f_{cut} begränsades av f_{low} som berodde av signalens bandbredd BW. Genom att känna till pulsformingsfiltrets parameter α och symbolhastigheten SPS gavs signalens bandbredd av sambandet $BW = (1+\alpha)SPS$ och i sin tur $f_{low} = f_p - BW$. Lågpassfiltrets övre begränsning av brytfrekvensen f_{cut} var således f_{low}, men vanligt förekommande brytfrekvens var $f_{cut} = 0.5 f_{low}$. Efter filtrering kvarstod då endast en signal X_ϕ, med information om fasstörningen $\phi(t)$ samt ett bidrag från det AWGN.



Figur 16: Utseende på signalen efter nedkonvertering. Fasstörningen kan noteras då pilotsignalen vid $f = 0$ Hz idealt är en pik, men omges i realiteten av ett band av brus. Pilotsignalen filtrerades ut med ett lågpassfilter vid f_{cut} för att studera fasstörningen $\phi(t)$.

Parallellt med att identifiera fasstörningen $\phi(t)$ plockades signalen med datainformationen från den frekvenskompenserade signalen Y, genom att pilotsignalen filtrerades bort. Även för detta steg användes ett lågpass FIR-filter, som också här gav upphov till en fördröjning som kompenserades för på samma sätt som ovan. Därefter dividerades X_ϕ med signalen pilotsignalen, för att kompensera för fasstörningar.

I och med att signalen dämpades när den propagerade i kanalen krävdes att den normaliserades för korrekt representation av konstellationspunkternas amplitud, vilket gjordes med automatisk förstärkningskontroll (AGC). Detta gjordes genom skala signalen enligt

$$Y = C\frac{X}{\sqrt{\frac{1}{N}\sum_1^N |X^2|}}, \tag{25}$$

där normaliseringsfaktor C i fallet för QPSK är $C = \sqrt{2}$.

Därefter applicerades ett matchat filter, som var ett RRC-filter med samma parametrar som pulsformningsfiltret. Syftet med filtret var att maximera SNR genom att plocka ut signalen ur det brus som uppstått från kanalen samt att undvika ISI till den mottagna konstellationen [24].

Nästa viktiga steg i processen var symbolsynkronisation. Den mottagna signalen var en serie av symboler utan tydliga gränser mellan dem, då signalen samplas med flera SPS. För korrekt demodulation av symbolerna behövde mottagaren kunna identifiera dessa symbolgränser och således endast innehålla 1 SPS. Dock var det önskvärt att symbolgränserna skulle vara så tydliga som möjligt, för att lättare kunna identifiera symbolerna. Detta åstadkoms genom att signalen nedsamplades till 1 SPS i den samplingspunkt som hade högst signalamplitud.

För att öka sannolikheten för en samplingspunkt i signalens maximala amplitud, uppsamplades först signalen ytterligare, i vårt fall till 16 SPS. Därefter skrevs en algoritm som undersökte i vilken samplingspunkt för varje symbol som

gav de största symbolgränserna, det vill säga där amplituden för samplingen hos respektive symbol var som störst. I denna samplingspunkt nedsamplades signalen till 1 SPS. I bilaga E kan en figur som visar en funktion av amplituden summerat för olika samplingspunktsindex ses.

I mottagaren fanns information om den headern som skickades ut i sändaren. Genom att använda denna information kunde den del av signalen som representerade en fixed frame plockas ut. Detta utfördes genom att den kända bit-headern gjordes om till symboler med hjälp av MathScript-kommandot *qammod*. Den kända headern jämfördes med signalen i symboldomänen, genom att krosskorrelera vektorerna över vinkelnförändringen mellan varje symbolhopp i den mottagna signalen med headerns vinkelförändring. Krosskorrelation mätte likheteten mellan den mottagna signalen och förskjutna kopior av header-signalen. Genom kommandot *xcorr* kunde korrelationen bestämmas som funktion av eftersläpningen av headern. Vid toppar av korrelationsgrafen kunde eftersläpningen översättas till vilket index i den mottagna signalen som headern började och därefter kunde den del av signalen som representerade en fix ram plockas ut [26]. En graf över krosskorrelationen kan ses i bilaga E, där de flera pikar indikerar att flera fixa ramar har mottagits.

Från denna information plockades den mottagna headern ut. Den kända headern användes sedan till att kompensera för fasförskjutningen $\Delta\theta$ och eventuellt kvarvarande linjär frekvensförskjutning f_{error}. Fasförändringen över tid kunde på så sätt skrivas som $f(t) = \Delta\theta + 2\pi f_{error} t$. Genom att jämföra fasen mellan den mottagna headersignalen med den kända headern kunde $f(t)$ tas fram enligt

$$f(t) = \angle \frac{Y_{header,RX}}{Y_{header,TX}}, \tag{26}$$

där $Y_{header,RX}$ och $Y_{header,TX}$ var den mottagna respektive givna headern. En linjäranpassning gjordes för funktionen $f(t)$ genom MathScript-kommandot *polyfit* och $\Delta\theta$ och f_{error} kunde på så sätt identifieras och kompenseras för. Det gällde också att en liten förskjutning i konstellationsdiagrammet uppkom på grund av en DC-signal. Denna DC-signal identifierades genom att medelvärdera signalen. Därefter subtraherades den kalkulerade DC-nivån med signalen.

Efter att alla icke-önskvärda effekter hade kompenserats kunde själva datan i signalen plockas ut. Eftersom att både headern och dess längd var känd kunde headern plockas bort så att enbart informationsymbolerna samt den slumpmässiga delen av ramen återstod. Innan signalen demodulerades normaliserades den återigen då normaliseringen vid det tidigare steget gjordes för ett stort antal samplingar. Vid normalisering av endast den återstående delen av ramen blev således mer korrekt då fluktuationerna kring medelvärdet inte var lika stora. Sedan demodulerades signalen från symboldomänen till bitdomänen med hjälp av kommandot *qamdemod* i MathScript. Då längden på datans bitström var känd plockades endast den delen ut från bitströmmen. Därefter konverterades datans bitströmmen från symboler till bits och därefter slutligen till text. Detta implementeras genom att omforma databitarna till en matris som bestod av 7 kolumner, där varje rad representerade en bokstav. Sedan konverterades bitarna till text genom MathScript-kommandot *bin2dec*.

3.3 Mått på prestanda - BER och EVM

Ett av de viktigaste sätten att bestämma kvaliteten på ett digitalt överföringssystem är att mäta bitfelförhållande (BER). BER defineras som antalet bitfel dividerat med det totala antalet bitar. Statistiskt sett gäller att den uppmätta BER endast kan antas vara den korrekta BER då oändligt antal bitar skickas. Detta är inte praktiskt realiserbart. Målet i rapporten är att uppnå en BER $\leq 10^{-6}$. För att hamna inom konfidensintervallet krävs att man kan hitta minst 10 bitfel i intervallet. Därför krävs att det för BER $\leq 10^{-6}$ skickas 10^7 bitar. En teknik som används för att rätta bitfel är så kallad *forward error correction* (FEC). Detta är en felsöknings- och korrigeringskod som kan lokalisera felaktiga bitar och korrigera dem, så att bitfelen reduceras. Genom att sända den mottagna bitströmmen genom en sådan kod kan BER förbättras avsevärt. Enligt S. Kartalopoulos [27] kan exempelvis en BER $\leq 10^{-4}$ förbättras till BER $\leq 10^{-12}$ samt BER $\leq 10^{-6}$ förbättras till BER $\leq 10^{-30}$ med denna metod.

Ytterligare ett mått på prestandan är *Error Vector Magnitude* (EVM). Den mottagna signalen avviker en aning från den idealt överförda signalen. I symboldomänen beskriver EVM det effektiva avståndet för den mottagna komplexa symbolen från dess ideala position i konstellationsdiagrammet. [28] Med EVM angivet i procent defineras det enligt ekvation

$$EVM = \sqrt{\frac{\frac{1}{N}\sum_1^N |X_{error}|^2}{\frac{1}{N}\sum_1^N |X_{ref}|^2}} \cdot 100, \tag{27}$$

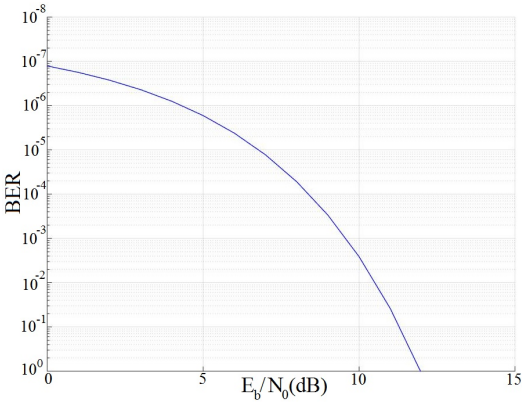
där $X_{error} = X_{rx} - X_{ref}$, där referenssignalen är den utsända signalen [29]. Algoritmer för att bestämma BER samt EVM implementerades i LabVIEW.

4 Länkbudget

En länkbudget är ett strukturerat analysverktyg för att undersöka prestandan i en kommunikationslänk. Analysen bygger på att redovisa alla förstärkningar samt förluster i länken, och sammanfoga allt till ett SNR. Av mätningarna önskades uppnådd SNR vid mottagaren bestämmas, vilket är ett mått på hur bra den sända signalen är jämfört med den utsända på grund av brus och icke-ideal hårdvara. SNR_{ut} definieras som

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{ut} = \frac{P_{signal}}{P_{brus}}, \tag{28}$$

där P_{signal} är den nyttiga effekten och P_{brus} effekten som uppkommer av brus. För att länkbudgeten ska vara användbar måste ett mål för minimal SNR bestämmas, vilket beror på högsta BER som tolereras, samt vilken modulation som används. Projektet siktar på en BER av storleksordningen 10^{-6} eller bättre. Detta är valt eftersom det är ett lämpligt BER-värde att sikta mot då det ger en bra balans mellan prestanda och tidsåtgång. För att mäta ett systems BER krävs att man åtminstone upptäcker 10 bitfel under sin mätning. Detta skulle innebära en mätning där minst 10^7 bitar skickas från sändare till mottagare. Med en teoretisk kurva framtagen med Matlab-funktionen *BERtool* för QPSK och BER= 10^{-6} beräknas E_b/n_0 till $E_b/n_0 = 10,50$ dB, där E_b[Ws] är bitenergin och n_0 [W/Hz] är brusets effektspektrumtäthet. Kurvan för effektstyrka kontra BER för QPSK illustreras i figur 17. Sedan beräknas SNR enligt följande formel,



Figur 17: BER-kurva för digital modulation plottad mot E_b/N_0 för 4-QAM/QPSK. E_b är signalenergin per databit, N_0 är brusets spektrala densitet och E_b/N_0 är normaliserad SNR eller SNR per bit.

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{log} = 20\log\left(\frac{E_b}{n_0}\cdot\frac{R_b}{B}\right) = 10,50 + 20\log(2) = 13,50\,\text{dB}. \tag{29}$$

där R_b är bithastigheten och B är signalens bandbredd. R_b/B definieras som spektraleffektivitet, vilken för QPSK är $R_b/B = 2$ enligt [30]. Länkbudgetens mål sattes till SNR ≥ 14 dB.

I figur 18 visas ett schema innehållande de olika förstärkningarna samt förluster längs hela länken. I tabell 4 förklaras alla parametrar. SNR_{ut} beräknas med ekvation (28), där M är antalet portar på kretskortet.

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{ut} = \frac{P_r G_r}{L_{fr} F N}, \quad \text{där } P_r = P_{USRP}\cdot M(P_t G_t). \tag{30}$$

Ekvation (30) skrivs om till decibel-skala, då kan länkbudgeten skrivas som en summa, vilket ger

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{ut}[\text{dB}] = P_{USRP}[\text{dBm}] + G_k[\text{dBm}] + G_t[\text{dB}] - L_{fr}[\text{dB}] + G_r[\text{dB}] - F[\text{dB}] - N[\text{dBm}] + 20\log(M). \tag{31}$$

Eftersom antennerna befinner sig nära förstärkarna i kretsen, försummas kabelförlusterna [31]. För att bestämma förlusterna som uppstår då signalen utbreder sig från sändaren till mottagaren, antas fri rymd, vilket enligt [32] ger en ekvation som beskriver de förluster som uppstår av breddningen av vågfronten enligt

$$L_{fr} = 20\log\frac{(4\pi D)}{\lambda}, \tag{32}$$

där D är den sträcka som signalen propagerar och λ är signalens våglängd.

Andra förluster som tas hänsyn till är bruset i USRP:n (F) och det termiska bakgrundsbruset (N). F är brusfaktorn för en enhet, som för USRP:n finns att hitta i dess datablad [33]. Det termiska bakgrundsbruset är enligt [30]

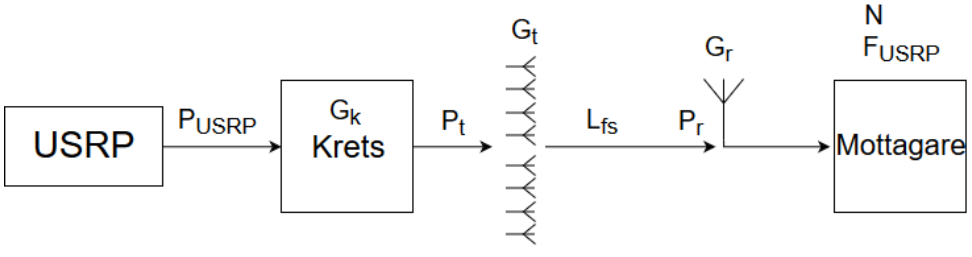
$$N = kTB, \tag{33}$$

där k är Boltzmanns konstant, T lufttemperatur och B bandbredden på signalen.

Värden för de olika bidragen samt parametervärden kan ses i tabell 4. Där redovisas också länkbudgetens totala SNR. Bandbredden B kan beräknas med definitionen för spektral effektivitet, vilket ger

$$B = \frac{R_b}{2}. \tag{34}$$

Bithastigheten som kommer att användas vid mätningar är 2,5 Mbit/s. Den totala förstärkningen för varje gren i kretsen (G_k) har mätts upp, och avläses i grafen för s_{21} i figur 20. Förutom kretsens förstärkning tillkommer även förstärkning från sändarantennerna (G_t) och mottagarantennen (G_r). Effekten på signalen som skickas in i kretsen hittas i databladet för USRP:n [33]. Resultatet visar på att länkbudgetens mål på 14 dB uppnås.



Figur 18: Schemafigur för alla bidrag till SNR i länkbudgeten

Tabell 4: Sammanfattning och resultat av bidrag till SNR vid mottagaren.

Parameter	Beskrivning	Värde
P_{USRP}	Effekt från USRP	5 dBm
P_r	Kretsens förstärkning	-7 dB
G_t	Antenngain för sändare	1,40 dB
D	Signalens utbredningsträcka	80 m
L_{fs}	Förluster i fri rymd	81.98 dB
G_r	Antenngain för mottagare	1,75 dB
F	Brusfaktorn i USRP:n	5 dB
B	Bandbredd	1,25 MHz
T	Definierad temperatur för bakgrundsbrus	290 K
k	Boltzmanns konstant	$1,38 \cdot 10^{-}23$ J/K
N	Termiskt bakgrundsbrus från luften	-113,01 dBm
SNR	**Totalt SNR**	**44,89 dB**

5 Mätningar

För bestämning av systemets prestanda gjordes mätningar för tre områden. Dels uppmättes systemets karakteristik, genom att underssöka s-parametrarna för kretskortet. Även mätningar av systemets prestanda vid transmission över 80 meter då antennstrålen riktades rakt fram uppmättes. Till sist gjordes även mätningar för systemets fasskiftning.

5.1 Mätningar av s-parametrar

För att undersöka det slutgiltiga systemets karakteristik, mättes s-parametrarna för kretskortet upp över frekvensintervallet 2 GHz - 4 GHz. Detta gjordes med en VNA, vilken fungerar på så vis att apparatens portar kablas samman med de portar man vill undersöka, inport och en utport exempelvis. Resterande portar termineras för att inte störa med reflektioner. Därefter sänder VNA:n en valfritt bredbandig signal igenom kretsen, som jämförs med en på förhand kalibrerad referenssignal. På detta sätt kan kretsens transmissions- och reflektionskoefficienter, men även mer funktionsorienterade egenskaper, såsom fasskiftarens fasförskjutning eller förstärkarens stabilitet, mätas. Mätdatan kan sedan exporteras till simuleringsprogram för att inkorporeras, tillsammans med teoretiska modeller, i gemensamma grafer.

5.2 Transmission över 80 meters avstånd

Mätningar gjordes också för att testa det fasstyrda multiantennsystemet på 80 meters avstånd, vilket genomfördes i Canyon i MC2 på Chalmers. Vid dessa mätningar skickades dels en textsträng, men också en dataström på 10^5 bitar för att mäta BER. En uppställning för sändaren enligt figur 1 gjordes. För sändaren kopplades en portabel dator, där signalprocesseringen skedde i LabVIEW, till en USRP. Vidare anslöts detta till den gemensamma PCB:n innehållande effektdelare, fasskiftare och förstärkare. Till denna PCB var ett fyrportars spänningsaggregat kopplat, som matade förstärkarkretsen. Ett USB-gränssnitt anslöts också som användes för att skicka en matningsspänning till fasskiftaren samt styra fasskiftningen. Detta USB-gränssnitt styrdes i LabVIEW. Därefter kopplades kablar från PCB:n till vardera antenn. I mottagaren användes en antenn, en USRP som hämtade och förstärkte den mottagna signalen, kopplat till en portabel dator som demodulerade signalen. Då mätningen skedde på ett sådant långt avstånd, krävdes en ökad förstärkning i USRP:n, både i sändaren och mottagaren. Förstärkningen i sändaren sattes till 15 dB och mottagarens förstärkning berodde på vilken bithastighet som användes.

På grund av tidsbrist kunde endast QPSK testas, då signalprocesseringen för 16-QAM inte hann färdigställas. Majoriteten av algoritmerna för 16-QAM implementerades, men komplexiteten av algoritmen för fasförskjutningskompensering visade sig vara tidskrävande. Vid mätningen undersöktes BER, SNR samt EVM och hur de varierade med olika bithastigheter. Dessutom undersöktes vilken minimal förstärkning som USRP:n i mottagaren krävde för att uppnå minimal BER, även denna parameter undersöktes som funktion av varierande bithastighet. Vid mätningarna av SNR användes en spektrumanalysator, då det med detta instrument var lättare än i LabVIEW att avläsa signalens frekvensspektrum. För att uppskatta den mottagna signalens SNR, togs skillnaden mellan högsta amplituden i signalen och högsta amplituden i bruset.

Då målet var BER $\leq 10^{-6}$ krävdes att det skickades minst 10^7 bitar för att hamna inom rätt konfidensintervall. Problemet som uppstod var dock att USRP:n inte hade tillräckligt med minnesutrymme för att skicka 10^7 bitar på en gång. Max antal bitar som kunde skickas var 10^5, vilket gav en begränsning på BER $\leq 10^{-4}$. För att uppnå BER $\leq 10^{-6}$ skulle det krävas 100 test. Då 100 tester skulle vara för tidskrävande önskades istället att BER 10^{-4}. För detta värde på BER kan det med hjälp av FEC, uppnås en BER $\leq 10^{-12}$ [27].

5.3 Systemets fasstyrning

Mätningar gjordes även för att undersöka hur väl riktning av signalen fungerade. Detta utfördes i ett öppet rum för att undvika att reflektioner inverkade på resultatet. Mätningarna gick ut på att först rikta sändare och mottagare mot varandra och stegvis ändra riktningen på antennstrålen med hjälp av fasskiftarna. Riktningen ändrades från -12° till 12° med en grads steglängd. För varje iteration mättes den mottagna effekten hos mottagaren med en spektrumanalysator. Därefter förflyttas sändaren radiellt i förhållande till mottagaren, med avståndet 5 m, från -25° till 25° med en steglängd

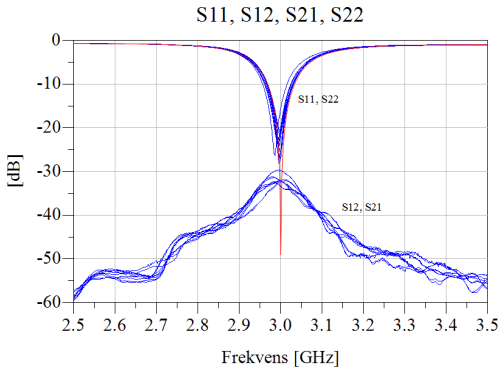
på 5 grader. För varje förflyttning av sändaren utfördes ett svep med antennstrålen från -10° till 10° med en steglängd på 5° och effekten mättes upp. Med dessa resultat kunde sedan ett strålningsdiagram ritas upp där den utsända effekten i olika riktningar visas.

6 Resultat

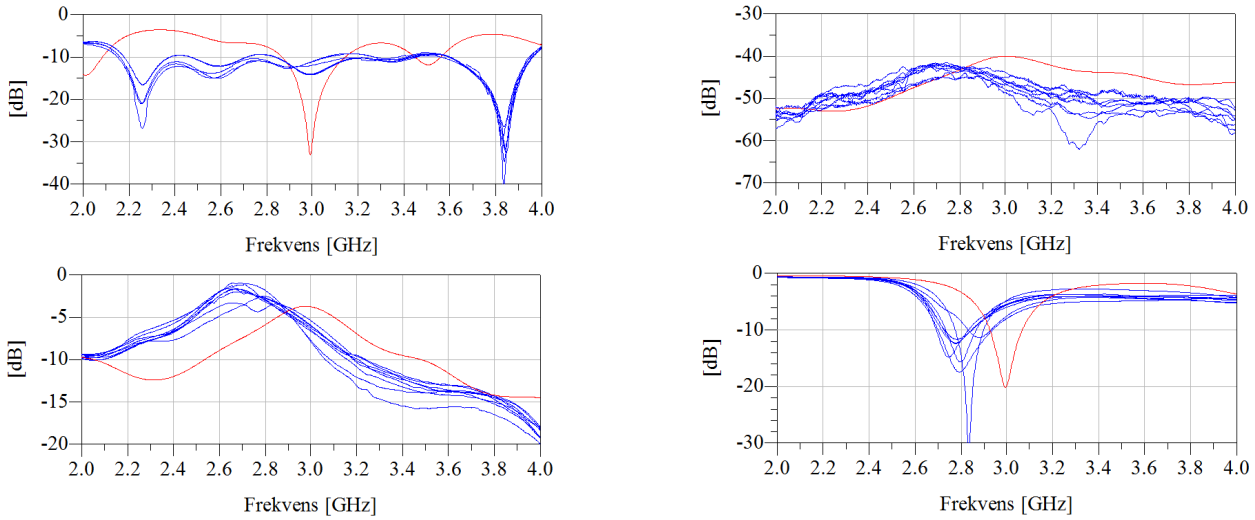
I följande avsnitt presenteras resultatet av jämförelse mellan simuleringar för det färdiga systemet och de teoretiskt beräknade. Även resultat av mätningar för att undersöka prestandan på 80 m på den slutgiltiga fasstyrda multiantennsystemet presenteras. Dessutom behandlar avsnittet resultatet av hur väl den elektroniska svepningen fungerade över olika vinklar.

6.1 Mätningar av S-parametrar

Mätningarna för överhörning och reflektioner hos antennerna utfördes med en VNA och kan ses i figur 19. En VNA användes även för att mäta upp s-parametrarna för kretskortet (se bilaga 30) över frekvensintervallet 2 GHz - 4 GHz. I figur 20 presenteras resultaten för alla åtta utportar, där s_{11} och s_{22} beskriver reflektionerna vid ingång respektive utgång för de ingående portarna och s_{21} beskriver utsignalens styrka i förhållande till insignalen och s_{12} det motsatta förhållandet.



Figur 19: Överhörning och reflektion för slutgiltiga antenndesign. Reflektionerna kan jämföras med simulering i rött.



Figur 20: S-parametrar från mätningar (blått) och ADS-modellen (rött) för kretskortet, mätt med en steglängd på 2 MHz över intervallet 2 GHz - 4 GHz. I modellen har fasskiftaren antagits dämpa med 9 dB, vilket är ett pessimistisk antagande vilket anses säkrare. Graferna representerar, ordnat från uppifrån till vänster till nerifrån till höger, S11, S12, S21 samt S22.

6.2 Transmission över 80 meters avstånd

I tabell 5 kan resultatet för BER, EVM och SNR utläsas för sändning vid 80 meters rakt fram med QPSK. Då mätningen skedde på ett sådant långt avstånd, krävdes en ökad förstärkning i USRP:n, både i sändaren och mottagaren. Förstärkningen i sändaren sattes till 15 dB och mottagarens förstärkning berodde på vilken bithastighet som användes, där det i tabellen kan utläsas att högre bithastighet krävde högre förstärkning för att få lägre BER och EVM. I tabell 5b visas även den minsta förstärkningen i USRP:n som gav noll BER, vilket indikerar att högre bithastighet krävde mer förstärkning. Då SNR mättes med en extern spektrumanalysator, innan den mottagna signalen kom in i USRP:n, var denna mätning oberoende av förstärkning i USRP:n.

I figur 21 illustreras konstellationsdiagrammen från mätningen på 80 meters avstånd för den signalen i sändare och signalen i början av signalbehandlingen, respektive signalen precis innan demodulering. Konstellationsdiagrammen visar dels symbolpunkter, men även röda övergångslinjer, för hur signalen förflyttas efter tid. Figur 22 illustrerar frekvensspekrumet för den sända och mottagna signalen efter 80 meters transmission. De två mottagna signalerna visar spektrumet efter att transienter i mottagaren hade kompenserats för där den ena visar spektrumet efter att även pilotsignalen filtrerats bort. Samtliga figurer kommer från mätning vid bithastighet $2,5$ Mbit/s och 20 dB förstärkning i mottagaren.

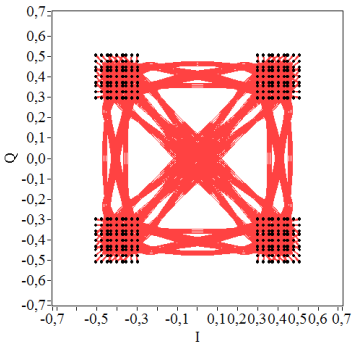
Tabell 5: Resultat för mätningar av BER, EVM och SNR vid 80 meters mätning rakt fram.

(a) Mätning av BER och EVM, för två olika förstärkningar i mottagarens USRP. 10^5 bitar skickades, där BER=0 ger en konfidensnivå på BER$\leq 10^{-4}$.

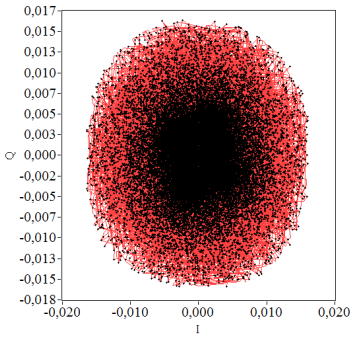
Förstärkning i USRP	10 dB	20 dB	10 dB	20 dB
Bithastighet [Mbit/s]	BER	BER	EVM [%]	EVM [%]
0,25	0	0	9,32	7,38
0,5	0	0	10,73	6,04
1	$0{,}9{\cdot}10^{-5}$	0	16,54	7,47
2,5	$0{,}13{\cdot}10^{-2}$	0	23,95	9,43

(b) Mätning av SNR och lägsta förstärkning i mottagarens USRP som krävdes för noll bitfelshastighet.

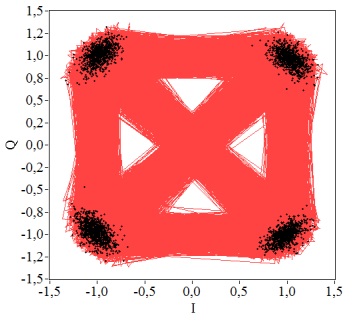
Bithastighet [Mbit/s]	SNR [dB]	Lägsta förstärkning för BER = 0 [dB]
0,25	17,4	3
0,5	17,2	6
1	16,3	10
2,5	12,3	15



(a) Signal i sändaren innan pilotsignalen lagts till.

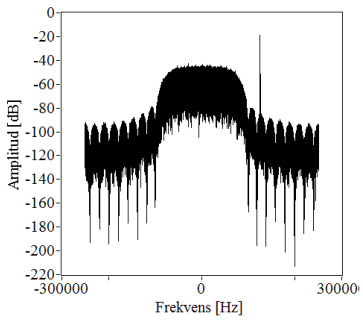


(b) Mottagen signal efter att frekvensförskjutningen och pilotsignalsfiltrering.

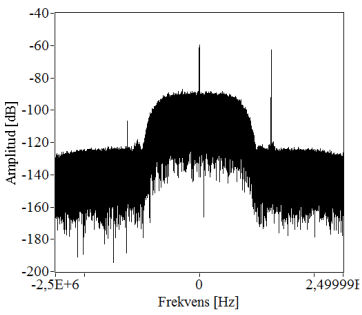


(c) Mottagen signal innan demodulering.

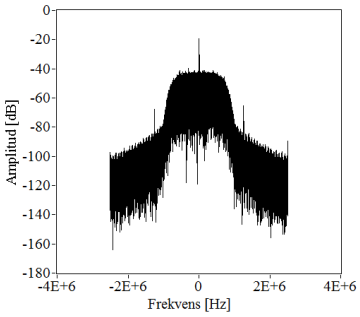
Figur 21: Konstellationsdiagram för sändare och mottagare vid transmission på 80 meters avstånd med en bithastighet på 2, 5 Mbit/s.



(a) Sändarens signal innan förstärkning. Vid $f = 1,25$ MHz kan pilotsignalen ses.



(b) Den mottagna signalen. Vid $f = 1,25$ MHz kan pilotsignalen ses.

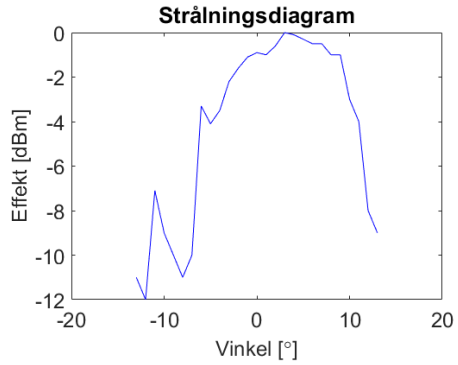


(c) Den mottagna signalen efter filtrering av pilotsignalen.

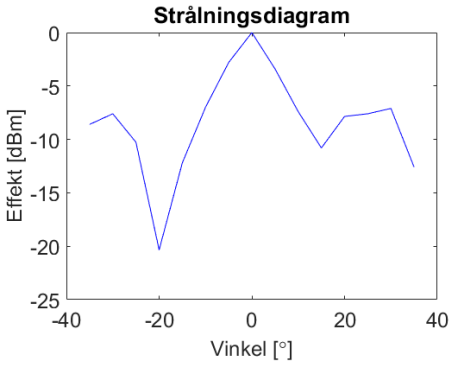
Figur 22: Frekvensspektrum för sändare och mottagare vid transmission på 80 meters avstånd med en bithastighet på 2.5 Mbit/s.

6.3 Systemets fasstyrning

I figur 23 kan strålningsdiagrammet för den elektriska svepningen av antennstrålen läsas. Resultatet är normaliserat för att den relativa effektförlusten enkelt skall kunna utläsas, då den faktiska effekten i hög grad är baserad på avstånd, vilket redan behandlats i föregående avsnitt. Även ett mer lågupplöst strålningsdiagram visas, där grova sidlober observeras, denna figur är fabricerad av en medelvärdesbildning mellan flera iterativa mätningar för att reducera påverkan från de mätningsmässiga uteliggare som kunde observeras.



(a) Normaliserat strålningsdiagram för antennmätning med fasstyrning, mellan styrsystemets maximala azimutvinklar.



(b) Normaliserat strålningsdiagram där mottagaren flyttats för att mäta sidlober.

Figur 23: Strålningsdiagram för gruppantennen med fasstyrning.

7 Diskussion

7.1 Hårdvara

Av resultatet framgår att uppmätningarna av kretskortets s_{12}-, s_{21}- och s_{22}-parametrar är förskjutna i frekvens i förhållande till ADS-modellen. För att undersöka vad som kan ha gett upphov till avvikelsen utfördes Monte-Carlo-simuleringar som går att se i bilaga D. Endast de simuleringar som uppvisade förändringar som gjorde modellen mer lik mätningarna presenteras. Simuleringarna föreslår att förskjutningen kan ha uppkommit på grund av avvikelser i matchningsnätets geometriska utformning samt PCB:ns permittivitet. Avvikelser i permittivitet går dock att avfärda, då även matchningen hos antennerna skulle varit förskjutna. Ytterligare orsaker till förskjutningen kan vara avvikelser i transistorn, då modellen som användes i ADS kunde skilja sig från verkligheten. s_{11} uppvisar en dålig matchning vid ingången av kretsen. Anledningen till detta kunde dock inte hittas då en närmare undersökning inte utfördes på grund av tidsbrist.

I modellen har fasskiftaren antagits ge upphov till en dämpning på 9 dB. Utifrån resultatet är det svårt att med noggrannhet uppskatta huruvida detta stämmer med verkligheten. Eftersom modellens s_{21}-parameter förhåller sig under de uppmätta värdena under en stor del av frekvensintervallet är en tolkning att dämpningen har överskattats, då det skulle vara osannolikt att en mindre dämpning förekommer i verkligheten än i modellen.

Projektets design av gruppantennen fokuserade på att minimera överhörning mellan antennerna. Därmed placerades antennerna med relativ långt avstånd från varandra. Som konsekvens påverkades fasstyrningen negativt av detta eftersom fasskiftningens svängrum blir mindre med större separation av antenner. Som ett alternativ skulle fasskiftningen kunnat prioriterats högre i antenndesignen då en bättre fasskjutning kunde uppnåtts med bibehållet försumbar överhörning. Antennens direktivitet och gain hade även kunnat bli bättre om ett mer förlustfritt substrat med en större substrattjocklek använts.

Strålningsdiagrammet som visas i figur 23b är en medelvärdesbildning av effektmätningar då mottagaren är placerad i olika riktningar i förhållande till sändaren. Eftersom strålningsdiagrammet ser ut att innehålla en huvudlob samt två sidlober, vilket liknar strålningsdiagrammet för simuleringen i ADS som går att se i figur 25 i bilaga A.2, är en tolkning att antennstrålens form förblir relativt konstant vid vridning. Dessutom förekommer en osymmetri, där en av sidloberna är större än den andra, vilket är att förvänta då endast sju av åtta patchantenner användes. Det är dock svårt att göra en mer noggrann analys av resultatet då mätningen utfördes under suboptimala förhållanden. En bättre metod hade varit att använda en antireflektionskammare, ett rum som eliminerar elektromagnetiska reflektioner, men detta gick inte att tillgå under projektets gång.

I länkbudgeten beräknades SNR för 80 meter och en bithastighet på 2,5 Mbit/s, till 44,89 dB, vilket inte är i närheten av resultatet av mätningarna som gav ett SNR på 12,3 dB. Detta kan bero på flera av de antaganden som gjorts i länkbudgeten. Antennerna antas sammanstråla till en perfekt stråle och därmed tas inte hänsyn till reflektioner som kan uppstå. För att kunna ta hänsyn till det hade det även där krävts tillgång till en antireflektionskammare. I ett sådant rum kan också ett mer exakt strålningsdiagram tas fram, vilket hade gett underlag för vidare diskussion.

7.2 Signalbehandling

Från resultat framkommer konstellationsdiagrammen för den transmitterade samt mottagna signalen på 80 meters avstånd. Konstellationsdiagrammen i figur 21 liknade simuleringarna, där en kort kabel användes som kanal, vilket indikerar att signalprocesseringens prestanda för filtrering av brus, även över 80 meter i luft, fungerade väl. Det visade sig att genom att använda mottagar-USRP:ns förstärkare kunde signalen uppnå en hög bithastighet med framgångsrik demodulering även vid 80 meter. Detta kan bero på att fasskiftarna var inställda på att fokusera strålen på 80 meter, vilket indikerar att fasskiftaren lyckades rikta och fokusera antennstrålen så pass väl att demodulering var möjligt.

Målet var att få en BER på $\leq 10^{-6}$. Då detta inte kunde åstadkommas praktiskt, på grund av begränsningar i USRP:ns minne, eftersom 10^7 bitar inte kunde skickas på en gång, skickades istället maxlängden på signalen, vilket

var 10^5 bitar. Detta gav en möjlig BER på BER $\leq 10^{-4}$. Ur ett teoretiskt perspektiv skulle dock BER-målet kunna uppnås genom att utnyttja felsökning- och korrigeringskoden FEC. Denna teknik, som tidigare förklarats kortfattat, kan appliceras för att förbättra en signals BER. Användning av denna teknik gör så att målet för BER uppnås vid uppmätt BER $\leq 10^{-4}$. Det framgår i tabell 5a att BER för samtliga bithastigheter uppnåddes denna BER. I tabellen presenteras också den lägsta förstärkningen som krävs för att BER ska vara 0, för de olika bithastigheterna. Det kan här ses att bithastighet för signalen är energiberoende, där hög bithastighet behövde större förstärkning i mottagaren för korrekt demodulation och var därför mer energikrävande.

Länkbudgeten beskriver att det krävdes SNR ≥ 14 dB för att kunna sända signalen över 80 meters avstånd för QPSK. Detta värdet beräknades då BER-målet var 10^{-6}. I tabell 5b presenteras de uppmätta SNR för de olika bithastigheterna, där det går att utläsa att för en bithastighet på $2,5$ Mbit/s gavs SNR $= 12,3$ dB. Detta indikerade alltså att länkbudgetens krav var något överdrivna, då en framgångsrik demodulation gavs även vid lägre SNR än den enligt länkbudgeten kalkylerade. USRP:n begränsade oss från att skicka högre bithastighet än $2,5$ Mbit/s och därmed kunde inte högre bithastigheter testas och i sin tur inte heller den lägsta SNR som krävdes för framgångsrik demodulering bestämmas. Det som framgick av resultaten är dock att systemet fungerade även med ett SNR $\geq 12,3$ dB. Simuleringarna gjordes med en bithastighet på 250 Kbit/s så $2,5$ Mbit/s är en klar förbättring, vilket är i samma storleksordning som tredje generationens datanät (3G). Detta kan jämföras med fjärde generationens datanät (4G), som enligt standard ska förse en bithastighet på 100 Mbit/s [34].

Signalens SNR estimerades genom att uppskatta amplituder i frekvensspektrumet, vilket kan ge upphov till att noggrannheten hos SNR inte är optimal. SNR skulle, för ett mer noggrant resultat, teoretiskt sett kunna beräknas med den kända EVM genom

$$SNR = -20\log_{10}(\frac{EVM}{100}), \tag{35}$$

för QPSK. Problemet med att använda ekvation (35) i praktiken är att den enbart tar hänsyn till AWGN och försummar de icke-linjära effekter och fasförkjutningar som förekommer i praktiken [28]. Från tabell 5b framstår det att med ökad bithastighet minskar SNR. Detta stämmer bra överens med teorin, vilket indikerar att EVM och SNR delvis relateras även i vårt fall, men kan inte direkt översättas då modellen försummar effekter som för våra tester ger påverkan för EVM.

Att 16-QAM inte kunde testas berodde på att algoritmen för kompensering fasförskjutningen i mottagaren inte fungerade idealt. Detta på grund av att algoritmen krävde att hitta rätt header, då algoritmen för korskorrelationen jämförde vinklar mellan headern och den mottagna signalen. För 16-QAM däremot motsvarades en vinkel av två punkter, med olika amplituder, och det var därför inte alltid som rätt header hittades. På grund av tidsbrist hanns inte en algoritm skrivas för 16-QAM. I QPSK-algoritmen byggde mottagarens algortim på att datalängdens längd var känd för att kunna demodulera signalen. Detta skulle enkelt förbättras genom att lägga in några bitar efter headern i ramen som angav datalängden.

I tabell 5a illustreras även resultaten på de uppmätta EVM. Det kan ses att, för hög förstärkning i mottagarens USRP, vid bästa möjliga demodulering gäller en EVM på under 10 %. Som ses i konstellationsdiagrammet är denna EVM tillräckligt liten för att demodulera signalen korrekt för QPSK. Hade dock 16-QAM används hade sannolikt EVM behövt vara mindre då det med denna moduleringsmetod innebär att konstellationspunkterna ligger närmare varandra och därför större risk för ISI.

8 Slutsats

Avsikten var att designa en fungerande radiolänk med räckvidd på 80 meter och bärvågsfrekvens på 3 GHz. Systemet kunde prestera framgångsrikt, även med en lägre SNR än den specifierad i länkbudgeten, $SNR = 12,3\ dB$. Vi nöjde oss med en BER på 10^{-4} eftersom den med hjälp av felkorrigeringsalgoritmer skulle kunna uppnå 10^{-12}. Både testet över 80 meter samt testet av systemets fasstyrning, som var de stora målen i projektet, genomfördes och gav goda resultat.

Ifall tidsspannet för projektet skulle vara längre skulle några förändringar gjorts. Exempelvis skulle 16-QAM implementeras som syftet ursprungligen var. En annan förändring skulle vara att, i ramningen i modulering av signalen, implementera några bitar som beskriver längden på datan istället för att ha en förbestämd ramlängd.

Det finns flera mätningar än de som gjorts som skulle vara intressanta att utföra. En av dem skulle vara att undersöka hur systemet beter sig i en utomhusmiljö, där påverkan av andra effekter kan påverka signalens utbredning. Att testa EVM tillsammans med fasstyrningen skulle vara ett annat intressant test, då signalöverföringens prestanda då antennstrålen är vriden kan indikera hur väl ett fasstyrt system lämpar sig för radiolänkar.

Referenser

[1] R. Baguley, *The gadget we miss: the nokia 9000 communicator*, (2017) https://medium.com/people-gadgets/the-gadget-we-miss-the-nokia-9000-communicator-ef8e8c7047ae (hämtad 2017-05-07).

[2] J. M. Rattliff, "Ntt docomo and its i-mode success: origins and implications", California Management Review **44**, 55–71 (2002).

[3] Cisco, *Cisco visual networking index: global mobile data traffic forecast update, 2016–2021 white paper*, (2017) http://www.cisco.com/c/en/us/solutions/collateral/service-provider/visual-networking-index-vni/mobile-white-paper-c11-520862.pdf (hämtad 2017-05-07).

[4] A. Alexiou och M. Haardt, "Smart antenna technologies for future wireless systems: trends and challenges", IEEE Communications Magazine **42**, 90–97 (2004).

[5] Nutaq, *Mimo radar and phased-array radar*, utg. av Microwaves och RF, (2017) https://www.nutaq.com/blog/mimo-radar-and-phased-array-radar (hämtad 2017-03-25).

[6] D. M. Pozar, *Microwave engineering*, vol. 4 (New York, USA, 2011), s. 165–220.

[7] M. T. Committee, utg., *S-parameters*, https://www.microwaves101.com/encyclopedias/s-parameters (hämtad 2017-02-10).

[8] E. Hammerstad och O. Jensen, "Ieee mtt-s international microwave symposium digest", i Accurate models for microstrip computer aided design (1980).

[9] Sbyrnes321, *Smith chart explanation*, [Elektronisk bild], (2012) https://commons.wikimedia.org/w/index.php?curid=20319450 (hämtad 2017-03-25).

[10] R. Garg m. fl., *Microstrip antenna design handbook* (Norwood, USA, 2001).

[11] C. A. Balanis, *Antenna theory: Analysis and design*, vol. 4 (New Jersey, USA, 2016).

[12] IEEE, utg., *Ieee standard for definitions of terms for antennas*, (2013) http://ieeexplore.ieee.org/document/6758443/ (hämtad 2017-02-21).

[13] D. M. Pozar, *Microwave engineering*, vol. 4 (New York, USA, 2011), s. 317–374.

[14] M. T. Committee, utg., *Basic network theory*, https://www.microwaves101.com/encyclopedias/basic-network-theory#reciprocal (hämtad 2017-02-10).

[15] E. J. Wilkinson, "An n-way hybrid power divider", IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques **8**, 116–118 (1960).

[16] I. J. Bahl och D. K. Trivedi, *A designer's guide to microstrip line*, Maj 1977.

[17] *Ultracmos rf digital phase shifter 8-bit, 1.7-2.2 ghz*, PE44820, Peregrine Semiconductor (juli 2016).

[18] ElectronicsTutorials, *Crossover distortion in amplifiers*, http://www.electronics-tutorials.ws/amplifier/amp_7.html (hämtad 2017-04-26).

[19] P. B. Kenington, *High linearity rf amplifier design*, 1st (Artech House, Inc., Norwood, MA, USA, 2000).

[20] M. L. Edwards och J. H. Sinsky, "A new criterion for linear 2-port stability using a single geometrically derived parameter", English, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques **40**, 2303–2311 (1992).

[21] *Atf-55143, Low noise enhancement mode pseudomorphic hemt in a surface mount plastic package*, https://www.broadcom.com/products/wireless/transistors/fet/atf-55143 (hämtad 2017-03-19).

[22] F. Rice, B. Cowley, B. Moran och M. Rice, "Cramer-rao lower bounds for qam phase and frequency estimation", IEEE Transactions on Communications **49**, 1582–1591 (2001).

[23] M. Parker, "Chapter 9 - Complex Modulation and Demodulation", i *Digital signal processing 101*, utg. av M. Parker (Newnes, Boston, 2010), s. 81–95.

[24] "Demodulation", i *Wireless receiver design for digital communications* (Institution of Engineering och Technology).

[25] M. Parker, "Chapter 5 - Finite Impulse Response (FIR) Filters", i *Digital signal processing 101*, utg. av M. Parker (Newnes, Boston, 2010), s. 41–56.

[26] MathWorks, *Xcorr*, https://se.mathworks.com/help/signal/ref/xcorr.html (hämtad 2017-04-21).

[27] S. V. Kartalopoulos och S. (.-b. collection), *Next generation intelligent optical networks: from access to backbone*, English (Springer, New York;London; 2008;2007;).

[28] R. Schmogrow, B. Nebendahl, M. Winter, A. Josten, D. Hillerkuss, S. Koenig, J. Meyer, M. Dreschmann, M. Huebner, C. Koos, J. Becker, W. Freude och J. Leuthold, "Error vector magnitude as a performance measure for advanced modulation formats", IEEE Photonics Technology Letters **24**, 61–63 (2012).

[29] L. Frenzel, *Understanding error vector magnitude*, (2013) http://www.electronicdesign.com/engineering-essentials/understanding-error-vector-magnitude (hämtad 2017-05-11).

[30] C. Fager, MC2, Chalmers Tekniska Högskola, 1 febr. 2017.

[31] *Lte radio link budgeting and rf planning*, (2017) `https://sites.google.com/site/lteencyclopedia/lte-radio-link-budgeting-and-rf-planning` (hämtad 2017-05-11).

[32] I. Poole, *Free space path loss fspl*, (2017) `http://www.radio-electronics.com/info/propagation/path-loss/free-space-formula-equation.php` (hämtad 2017-05-11).

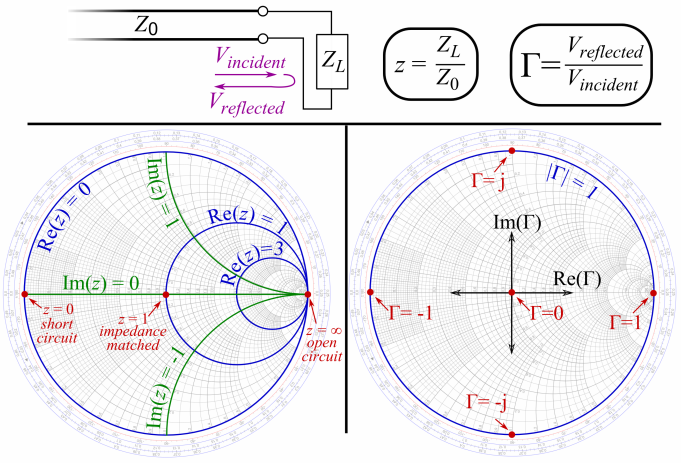
[33] *Usrp n200/n210 networked series*, 07495, Ettus Research (sept. 2012).

[34] A. Gorlov, A. Gelgor och V. P. Nguyen, "Root-raised cosine versus optimal finite pulses for faster-than-nyquist generation", English, i, vol. 9870 (2016), s. 628–640.

A Kompletterande teori

A.1 Smith-diagram

Nedan visas ett smith-diagram med tillhörande förklaring. Γ är reflektionskoefficienten, vilken kan relateras till S-parametrarna För impedansmatchning krävs det att $z = (Z_L/Z_0) = 1$.



Figur 24: Illustration över hur ett smith-diagram fungerar och används. Från [9] CC-BY-SA 3.0

A.2 Antennberäkningar och diagram

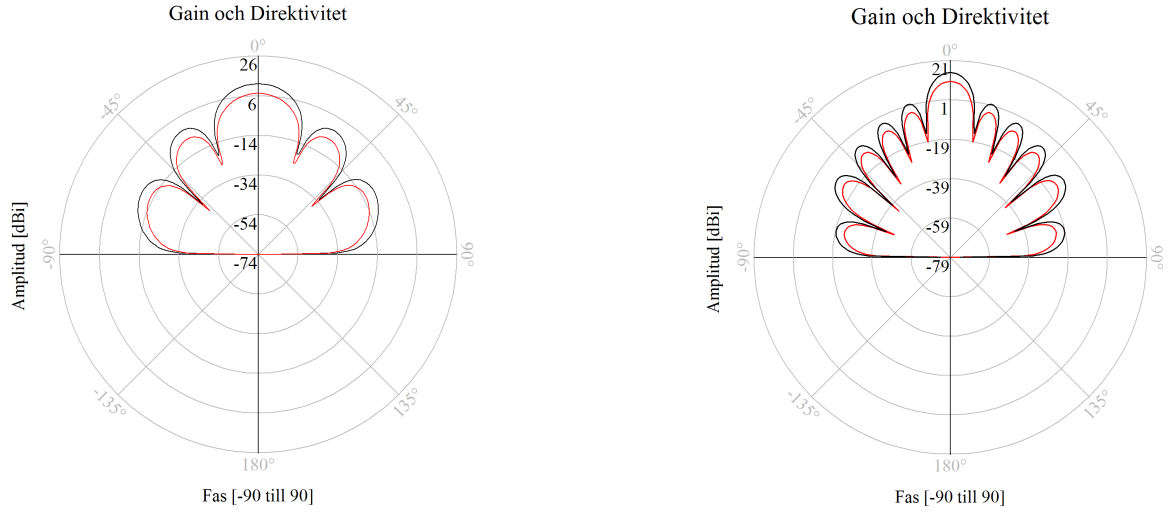
Då antennernas elektriska fält (E-planet) är parallella kan konduktansen beskrivas genom [11]

$$G_E = \frac{2}{\pi}\sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu}}\int_0^{\pi}\left[\frac{sin\left(\frac{k_0 W}{2}cos\,\theta\right)}{cos\,\theta}\right] sin^3\,\theta\, cos\left(\frac{Z}{\lambda_0}2\pi\, cos\,\theta\right)\cdot\left[1 + J_0\left(\frac{L}{\lambda_0}2\pi\, sin\,\theta\right)\right] d\theta, \tag{36}$$

och då antennernas magnetfält (H-planet) är parallella kan den beskrivas genom [11]

$$\begin{aligned} G_H = &\frac{1}{\pi}\sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu}}\int_0^{\pi}\left[\frac{sin\left(\frac{k_0 W}{2}cos\,\theta\right)}{cos\,\theta}\right] sin^3\,\theta\left[2J_0\left(\frac{Y}{\lambda_0}2\pi\, sin\,\theta\right)\right. \\ &\left. + J_0\left(\frac{Y+L}{\lambda_0}2\pi\, sin\,\theta\right) + J_0\left(\frac{Y-L}{\lambda_0}2\pi\, sin\,\theta\right)\right] d\theta, \end{aligned} \tag{37}$$

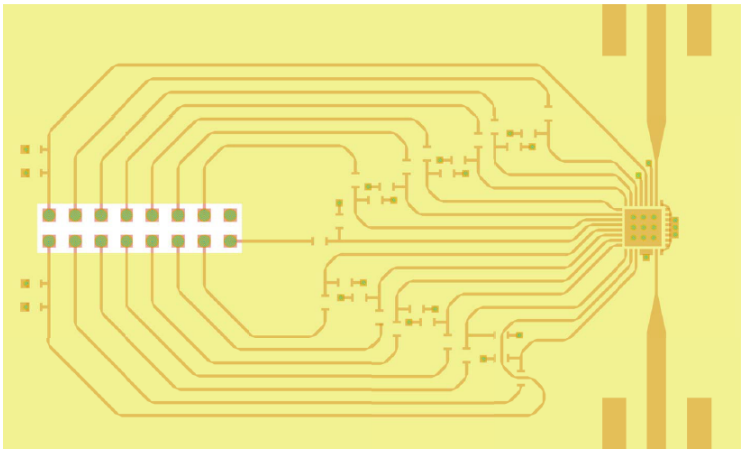
där Z och Y är separationen mellan patchantennernas centrum, λ_0 är våglängden i vakuum och J_0 är Besselfunktionen av första ordningen. Nedan presenteras en simulering av strålningsdiagrammet av den gruppantenn med åtta element som designades i ADS.



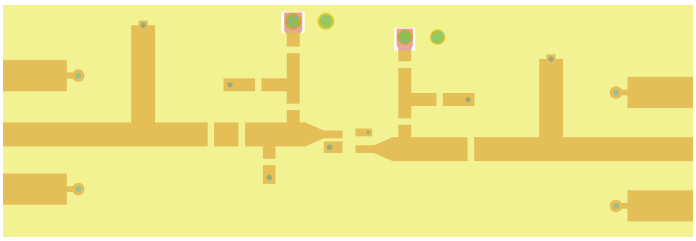
Figur 25: Svart=direktivitet, Röd=gain. **Vänster:** Strålningsdiagram för första designrundans antenngrupp där varje enskild antenn har $G_{max} = 1,601\,dBi$, $D_{max} = 6,397\,dBi$ och antenngruppen har $G_{max} = 7,424\,dBi$, $D_{max} = 12,302\,dBi$. **Höger:** Strålningsdiagram för andra designrundans antenngrupp där varje enskild antenn har $G_{max} = 1,430\,dBi$, $D_{max} = 6,317\,dBi$ och antenngruppen har $G_{max} = 10,357\,dBi$, $D_{max} = 14,737\,dBi$.

B Layouts

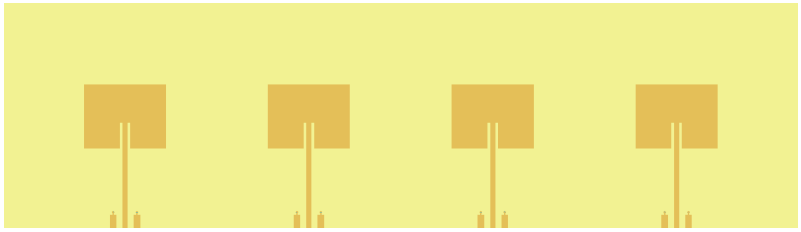
B.1 Första designomgångens layout



Figur 26: Första design av fasskiftarkretsen.



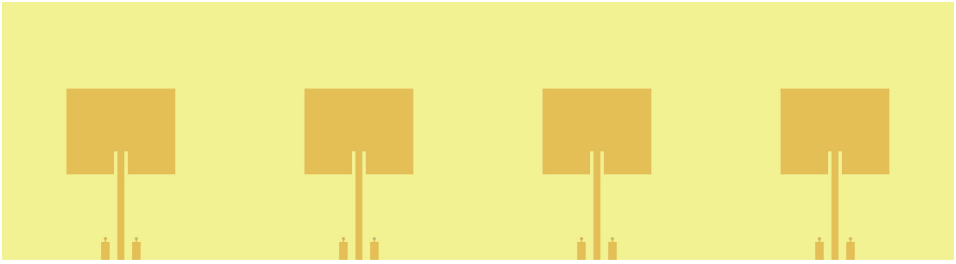
Figur 27: Layout för förstärkare i första designomgången.



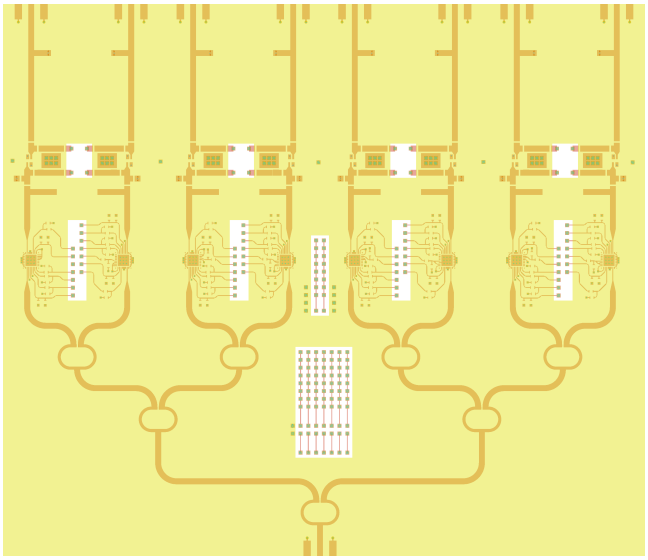
Figur 28: Layout för första gruppantenndesignen.

B.2 Andra designomgångens layout

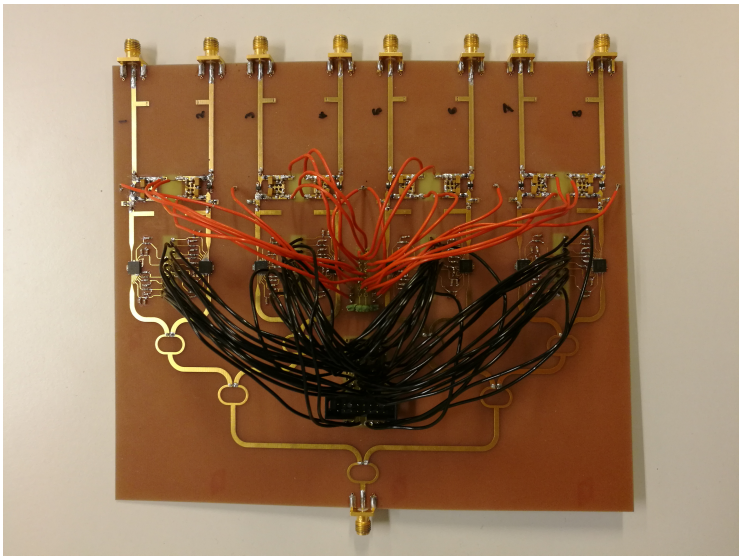
Nedan ses en figur över den slutgiltliga designen över PCB:n. Komponenter som ingår är effektdelare, fasskiftarkretsar samt förstärkarkretsar.



Figur 29: Andra designomgångens gruppantenn med fyra antenner. Två exemplar av denna grupp producerades och kan således kombineras till en 8x1 eller 4x2 grupp.

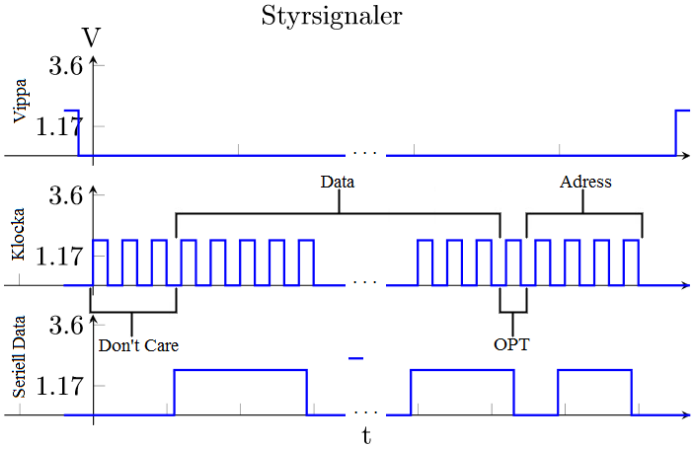


Figur 30: Slutgiltig design för den kombinerade PCB:n innehållande effektdelare, fasskiftarkrets samt förstärkarkrets.



Figur 31: Slutgiltig realisering av den kombinerade PCB:n innehållande effektdelare, fasskiftarkrets samt förstärkarkrets. Orangea jumperkablar biaserar förstärkarna, svarta jumperkablar länkar fasskiftarna med flatkabel.

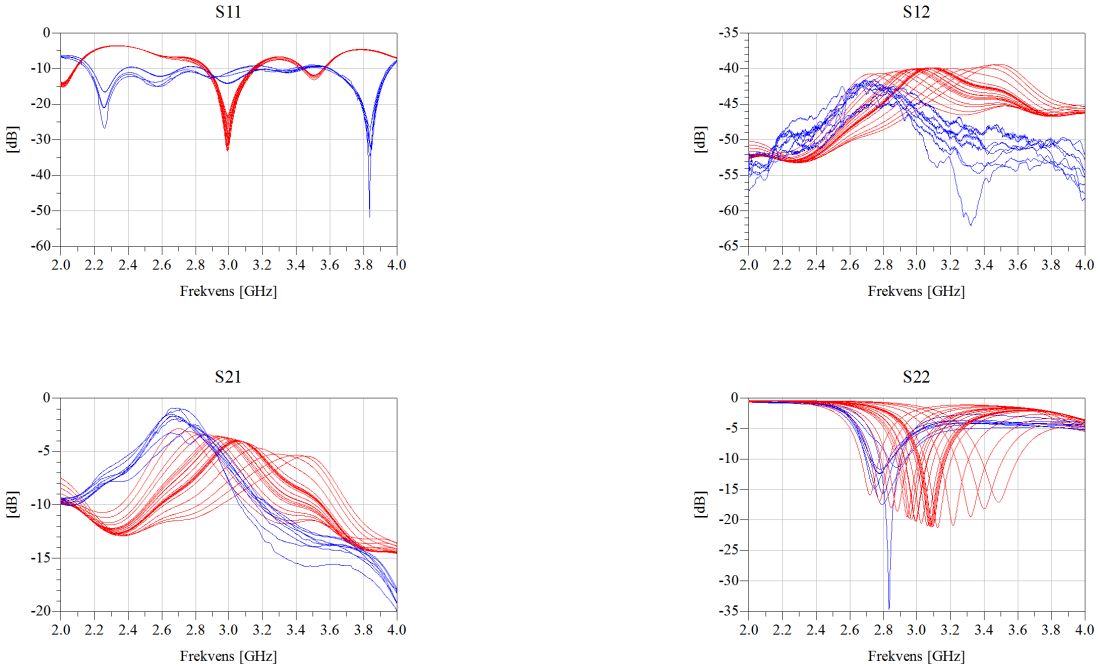
C Styrsignaler för fasskiftare.



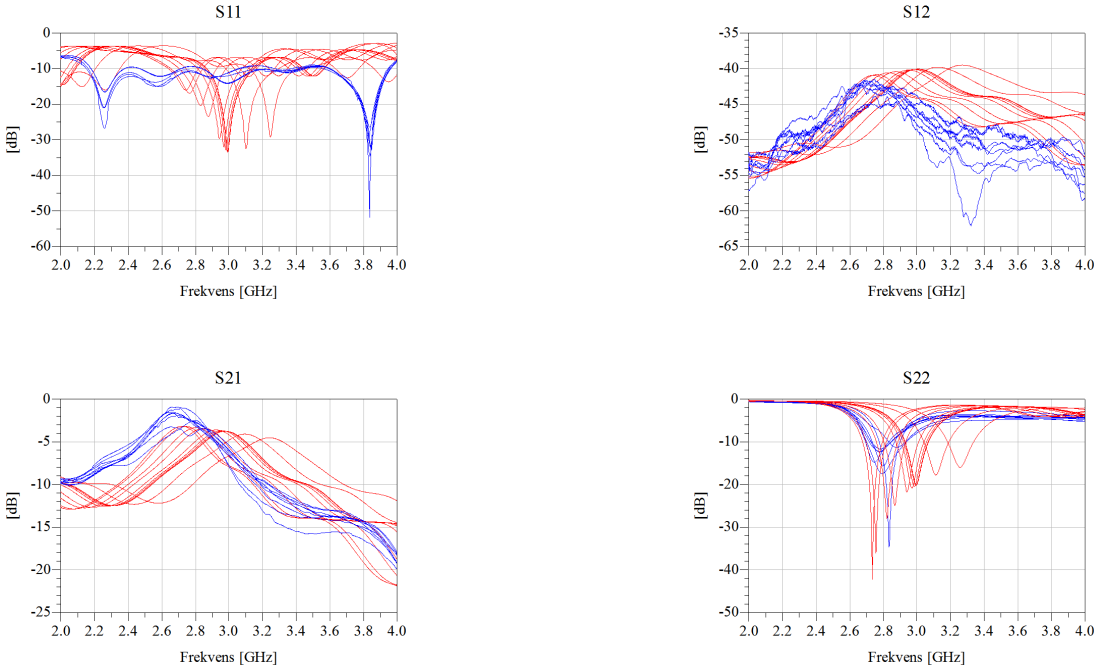
Figur 32: Signaler som skickas från USB-gränssnittet för 348,6° fasskiftning, till fasskiftare 7 [17]. Översta signalen symboliserar vippan, mittersta visar klocksignalen och den lägsta indikerar datan. Tid mellan bytes är inte skalenlig.

D Monte-Carlo-simuleringar av ADS-modell för kretsen

Simuleringarna går ut på att låta ett antal bestämda parametrar variera slumpmässigt inom en tolerans. För varje iteration mäts en graf upp, vilket möjliggör att kretsens känslighet för variation av dessa parametrar åskådliggörs.



Figur 34: Monte-Carlo-simuleringar där längden av matchningsnätet vid utgången av kretsen förändrats.

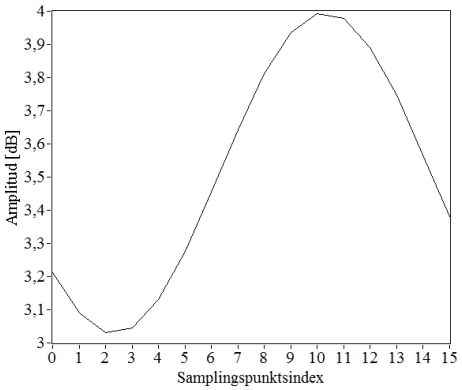


Figur 36: Monte-Carlo-simuleringar där permittiviteten av PCBns substrat har förändrats.

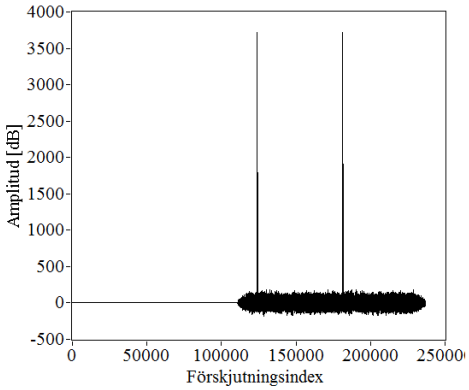
E Figurer för symbol- och ramningssynkronisation

Följande avsnitt inkluderar en figur för visualisering av algoritmen som användes i symbol- samt ramningssynkronisationen. I första bilden visas ett diagram över amplituden som funktion av symbolindex. Signalen nedsamplas till en sampling per symbol vid det index med max amplitud enligt figuren. I detta fall hade detta givit oss en nedsamplingspunkt i index 10.

I figuren kan även korskorrelationen för signalen mellan den inkommande signalen och den kända header-signalen. Det som korreleras är vektorerna mellan vinkelförändringen hos de båda signalerna. Där korskorrelationen når sitt maximum indikerar var i signalen en header startar. Fördröjningsindexet kan därefter översättas till signalindex.



(a) Vid symbolsynkronisering summeras samplingspunkterna i varje symbol i signalen, där nedsamplingspunkt bestäms till en sampling per symbol i den punkt med högst amplitud, i detta fall vid index 10.



(b) För att kunna identifiera var i signalen en ram startar används korskorrelation, där pikar i korrelationen indikerar för vilket index headern startar.

Figur 37: Bestämning av nedsamplingspunkt i symbolsynkronisationen samt korskorrelation mellan signal och header i ramningssynkronisationen.

Bidragsrapport

I denna bilaga redogörs vilka ansvarsområden respektive gruppmedlem har haft under utformandet av projektet. Dessutom anges vilka personer som varit huvudansvarig för avsnitten i rapporten. Sista avsnittet i denna bilaga behandlar ansvar för övriga bidrag till projektet.

Ansvarsområden för utformning av systemet

Gruppen delades upp i två grupper bestående av en hårdvarugrupp à fyra personer samt en signalbehandlingsgrupp à två personer. Hårdvarugruppen delades därefter upp i två subgrupper, med ansvar över effektdelare och fasvridare samt antenn och förstärkare. Grupperna delades upp enligt följande

Tabell 6: Uppdelning av ansvarsområden.

Signalbehandling	
	Linn Lyster Herman Mikkelsen Ylander
Hårdvaruutformning	
- effektdelare och fasvridare	Marcus Andersson Daniel Månsson
- antenn och förstärkare	Ludvig Storm Josef Ydreborg

Huvudansvar för avsnitt i rapporten

Rapporten har naturligt delats upp genom att de mer hårdvaruinriktade delarna skrivits i första hand av hårdvarugruppen, samt analogt för signalbehandlingen. Dessutom har samtliga gruppmedlemmar korrekturläst rapporten och kommit med förslag och förbättringar.

Övriga ansvarsområden

Marcus Andersson har varit ansvarig för kontakt med fackspråk och bokning av handledartillfällen. Dagboksföring har skötts av Josef Ydreborg. Resterande uppgifter, såsom ordförande och sekreterare vid möten, har varit alternerande enligt ett rullande schema.

Tabell 7: Huvudansvarig för avsnitt i rapporten.

Rapportavsnitt	**Huvudansvarig**
Sammandrag	Herman Mikkelsen Ylander
Abstract	Herman Mikkelsen Ylander
Förord	Linn Lyster
Ordlista	Daniel Månsson
1. Inledning	
1.1 Bakgrund	Marcus Andersson
1.2 Syfte	Ludvig Storm
1.3 Avgränsningar	Daniel Månsson
1.4 Metod	Linn Lyster
1.4.1 Sändarens utformning	Linn Lyster
1.4.2 Mottagarens utformning	Linn Lyster
1.4.3 Arbetsgång	Josef Ydreborg
2. Hårdvarudesign - och karakterisering	Josef Ydreborg
2.1 Metod för karakterisering av mikrovågskretsar	Ludvig Storm
2.2 Antenn	Josef Ydreborg
2.3 Effektdelare	
2.3.1 Teori	Marcus Andersson
2.3.2 Design	Daniel Månsson
2.3.2 Diskussion	Daniel Månsson
2.4 Fasskiftare	
2.4.1 Teori	Marcus Andersson
2.4.2 Design	Daniel Månsson
2.4.3 Diskussion	Daniel Månsson
2.5 Förstärkare	Ludvig Storm
3. Signalbehandling	Linn Lyster
4. Länkbudget	Marcus Andersson
5. Mätningar	
5.1 Mätningar av S-parametrar	Daniel Månsson
5.2 Transmission över 80 meters avstånd	Linn Lyster
5.3 Systemets fasstyrning	Ludvig Storm
6. Resultat	
6.1 Mätningar av S-parametrar	Ludvig Storm
6.2 Transmission över 80 meters avstånd	Linn Lyster
6.3 Systemets fasstyrning	Daniel Månsson
7. Diskussion	
7.1 Hårdvara	Ludvig Storm
7.2 Signalbehandling	Herman Mikkelsen Ylander
8. Slutsats	Herman Mikkelsen Ylander
A Kompletterande teori	
A.1 Smith-diagram	Josef Ydreborg
A.2 Antennberäkningar	Josef Ydreborg
B Layouts	
B.1 Första designenomgångens layout	
B.2 Andra designomgångens layout	
C Styrsignaler för fasskiftare	Daniel Månsson
D Monte-Carlo-simuleringar	Ludvig Storm
E Figurer för symbol- och ramningssynk	Linn Lyster
F Bidragsrapport	Linn Lyster